

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
FRANÇOIS NOUGAROU

CLASSE D'ALGORITHMES À FAIBLE COMPLEXITÉ POUR L'ANNULATION
D'INTERFÉRENCES MULTIPLES À BASE DE
FILTRES ADAPTATIFS DUPLIQUÉS

AOÛT 2011

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (PH.D.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

CLASSE D'ALGORITHMES À FAIBLE COMPLEXITÉ POUR L'ANNULATION D'INTERFÉRENCES MULTIPLES À BASE DE FILTRES ADAPTATIFS DUPLIQUÉS

PAR

FRANÇOIS NOUGAROU

Daniel Massicotte, Ph. D., directeur de recherche.

Université du Québec
à Trois-Rivières

Messaoud Ahmed Ouameur, Ph. D., président du jury.

Lyrtech Inc., Québec

Adel Omar Dahmane, Ph. D., co-directeur de recherche.

Université du Québec
à Trois-Rivières

Leszek Szczecinski, Ph. D., évaluateur externe.

INRS – Énergie, Matériaux et
Télécommunications, Montréal

Olivier Sentieys, Ph. D., évaluateur externe.

ENSSAT, France

Thèse soutenue le 5 juillet 2011

"À tous ceux qui comptent pour moi."

En pratique, le système DS-CDMA, initialement à la base du présent sujet de recherche appliqué à la 3^{ième} génération de téléphonie mobile, s'avère sérieusement limité par les interférences dans le sens de transmission allant des mobiles vers la station de base (*uplink*): notamment les interférences d'accès multiples et intersymboles. Dans un tel contexte, les détecteurs à usagers multiples (MUD – *Multiuser Detectors*) deviennent essentiels au récepteur *uplink*; cependant leur conception reste un véritable défi : en plus d'annuler les interférences afin de détecter un nombre maximum d'usagers actifs pour des débits de transmission élevés, leur complexité requise doit permettre une implémentation efficace dans la station de base en technologie VLSI pour un moindre coût.

La recherche de ce compromis entre performance et complexité, qui devient ainsi essentielle lors de la conception d'un MUD, est à la base de notre sujet de recherche. Ce dernier propose une famille de récepteur multi-usager capable d'offrir une complexité inférieure à la méthode soft-MPIC et des performances équivalentes ou supérieures à celle de la méthode DF-soft-MPIC en fondant son fonctionnement sur l'utilisation astucieuse d'une méthode adaptative. Une fois issus de cette technique adaptative, les coefficients qui en découlent sont dupliqués d'étage en d'étage dans une structure à étages multiples de type IC, d'où le nom de cette famille : ADIC,

«*Adaptive Duplicated Filter and Interferences Cancellor*». On parle ici de *famille* puisque plusieurs approches adaptatives peuvent y être appliquées. En plus de confronter les performances et la complexité arithmétique de cette classe aux méthodes de références, une stratégie d'implantation VLSI a été proposée afin d'évaluer, de façon préliminaire, la faisabilité d'une intégration dans un FPGA pour un nombre maximum d'utilisateurs en simultanée.

Afin de profiter de son bon compromis entre performance et complexité, une deuxième phase du projet a consisté à appliquer cette famille de MUD à des processus permettant d'améliorer d'avantage la capacité du système. La classe de MUD proposée a ainsi été tout d'abord employée dans une structure itérative, appelée *multipass*, liant le fonctionnement du détecteur à celui d'un estimateur de canal de transmission. Une étude de comportement a permis de mettre en avant l'intéressant compromis entre performance et complexité d'une telle structure. En Effet même si la complexité du récepteur est ainsi augmentée, les performances obtenues sont très nettement améliorées. Une stratégie d'implantation en VLSI de cette structure nommée MADIC pour «multipass ADIC» a été proposée afin d'évaluer ici encore la faisabilité et les ressources matérielles nécessaires à l'intégration d'une telle méthode. Par la suite, un récepteur issu de la famille ADIC a été développé pour tirer profit de la diversité spatiale offerte par plusieurs antennes à la station de base et l'avantage en performance d'un tel ajout a clairement été démontré dans notre étude.

Enfin lors d'une troisième phase du projet de recherche, le principe de la famille de MUD proposée a été exporté dans le contexte de transmission MIMO (Multiple Input

Multiple Output) sans code d'étalement propre au système DS-CDMA. Le récepteur MIMO ADIC a ainsi vu le jour, conçu pour détecter l'information transmise dans cet attrayant système à antennes multiples et présentant aussi un très bon compromis entre performance et complexité.

Les travaux réalisés dans ce projet de doctorat ont mené à certaines contributions algorithmiques d'intérêt qui se sont vues appuyées par des articles scientifiques. Il en résulte notamment 2 articles de journaux (un publié et un soumis), 5 articles de conférence avec comité de sélection dont l'un s'est vu nommé pour le concours du meilleur article de la conférence (ISCAS 2007) et 1 brevet.

Mots clés : Détection à usagers multiples (MUD), communications DS-CDMA, MIMO, MIMO DS-CDMA, méthodes adaptatives, compromis entre performances et complexité, stratégie d'implantation VLSI.

REMERCIEMENTS

Toute ma gratitude et mon plus grand respect vont à mon directeur de recherche, Daniel Massicotte. Travailler à ses côtés m'a permis de me dépasser et de développer la rigoureux scientifique nécessaire à ma formation de chercheur. En plus d'avoir partagé ces connaissances précieuses avec moi, j'apprécie la confiance qu'il a mis en moi, ses conseils pertinents et son soutien qui a même parfois dépassé le cadre professionnel. Je le remercie évidemment pour l'aide financière qu'il m'a fourni durant toutes ces années grâce à laquelle j'ai pu me concentrer entièrement sur mes travaux. Il va sans dire que c'est avec plaisir que j'entreprendrais de futurs projets avec lui.

Je tiens à souligner ma profonde reconnaissance pour Ahmed Messaoud Ouameur qui, alors que je débute mon doctorat et lui le terminait, a agi en tant que mentor pour moi faisant preuve de générosité, de patience et de respect. Merci à Adel-Omar Dahmane pour son écoute, sa gentillesse et ses encouragements bien venus notamment lors de la rédaction de ma thèse. Je remercie bien sûr les membres externes du jury de mon doctorat, Leszek Szczeciński et Olivier Senteys, pour avoir pris le temps de se pencher sur mes travaux et d'en sortir des critiques constructives qui n'ont fait qu'ajouter de la valeur à mon travail.

Il fut un plaisir de partager, dans une bonne ambiance, les journées de travail en compagnie de tous mes collègues du laboratoire de Signaux et Systèmes Intégrés (LSSI). Je te tiens également à mettre en avant le département de Génie Électrique de l'UQTR et

son équipe professionnelle et dynamique. Je remercie notamment Sylvie Désilets pour sa patience, Kodjo Agbossou pour m'avoir autorisé à enseigner et Guy Boisclair qui m'a toujours accueilli généreusement dans son bureau afin de répondre à mes questions techniques. J'en profite pour souligner à quel point je me compte chanceux d'avoir effectué ces années d'étude dans le cadre idéal offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières.

Je salue mes amis : Mathieu, Marie-Soleil, mon filleul, le formidable Elliot, Loïc, Ameline, Sébastien, Véronique, Pascal, Renaud, Mark et Ege. Vous êtes présents dans ma vie québécoise depuis des années et vous comptez beaucoup pour moi.

Je tiens à témoigner tout mon Amour pour ma blonde, ma fiancée, ma compagne de vie, Marie-Pierre Harvey. Je te remercie pour ta présence et ton support en tout temps qui me donne de la force. Tu es formidable! Je suis heureux de t'avoir dans ma vie. Je salue toute ma belle-famille : Danièle, Richard, Manon et tous les enfants. Vous m'avez accueilli avec simplicité et générosité. Je me sens choyé de vous avoir comme famille québécoise. Vives les bleuets!

Enfin rien de tout cela ne serait possible sans tout l'amour et le soutien inconditionnel que m'ont procuré ma mère et mon père. Je pense sans cesse à vous, ainsi qu'à Claire, ma petite sœur à moi, et son Laurent, à ma mamie Charlotte et à la famille de Bretagne. Merci pour votre soutien et votre confiance que la distance n'affaiblit en rien, je vous adore tous, ma famille.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ.....	I
REMERCIEMENTS	III
TABLE DES MATIÈRES	V
LISTE DES FIGURES	X
LISTE DES TABLEAUX.....	XV
LISTE DES ABRÉVIATIONS	XVI
CHAPITRE I: INTRODUCTION.....	1
I.1. Problématique liée au sujet de recherche	1
I.2. Objectifs du sujet de recherche.....	8
I.3. Méthodologie du sujet de recherche.....	10
I.4. Organisation de la thèse.....	13
CHAPITRE II: SYSTÈME DS-CDMA ET DÉTECTEURS MULTI-USAGERS...	15
II.1. transmission multi-usagers	16
II.1.1. Modèle du système DS-CDMA	16
II.1.2. Caractéristiques du canal de transmission.....	20
II.2. Détecteurs multi-usagers de références	24
II.2.1. Méthode Rake.....	25
II.2.2. Méthode MPIC	30

II.3. Approches adaptatives	34
II.3.1. Motivations et choix liées à l'approche adaptative	34
II.3.2. Description et étude du AL-MMSE MUD	37
II.3.2.1. Phase de Détection	38
II.3.2.2. Phase d'adaptation.....	40
II.3.2.3. Études et résultats d'intérêt	42
II.4. Conclusion	46
 CHAPITRE III: FAMILLE DE MÉTHODES MUD PROPOSÉE	 48
III.1. Principe de base de la famille ADIC.....	49
III.2. Bloc Détection des méthodes ADIC	53
III.3. Bloc Adaptation des méthodes ADIC	60
III.3.1. Approche adaptative de ADIC	61
III.3.2. Approche adaptative de ADIC-LC.....	66
III.4. Stratégie d'implantation de la famille ADIC.....	70
III.4.1. Diagramme d'intégration général	72
III.4.2. Phase détection.....	74
III.4.3. Phase adaptation.....	81
III.5. Comportements de la famille ADIC	86
III.5.1. Résultats en performance	87

III.5.2. Intérêt de la structure proposée	96
III.5.3. Résultats en complexité.....	100
III.5.4. Résultats en terme de compromis	108
III.5.5. Résultats préliminaires d'implantation	112
III.6. Conclusion.....	116
CHAPITRE IV: STRUCTURE MULTIPASS BASÉE SUR LA FAMILLE ADIC-MUD	119
IV.1. Structure multipass ADIC.....	120
IV.1.1. Estimation du canal et annulation du pilot.....	122
IV.1.2. Phase détection de la méthode MADIC.....	123
IV.1.3. Phase adaptation de la méthode MADIC.....	126
IV.2. Stratégie d'implantation proposée.....	128
IV.2.1. Bloc de la phase détection	133
IV.2.2. Bloc d'annulation du pilot et de la phase adaptation	138
IV.3. Comportement de la méthode MADIC	143
IV.3.1. Résultats en performance	144
IV.3.2. Complexité et analyse de compromis	150
IV.3.3. Résultats préliminaires d'implantation	153
IV.4. Conclusion.....	156

CHAPITRE V: MUD PROPOSÉ APPLIQUÉ AUX SYSTÈMES MULTI-ANTENNES	158
V.1. Modèles de transmission Multi-antennes	160
V.1.1. Modèle d'un système MIMO	160
V.1.2. Modèle MIMO DS-CDMA	162
V.2. Méthode MUD ADIC pour MIMO DS-CDMA	164
V.3. Récepteurs d'un système MIMO	168
V.3.1. Récepteur ZF	168
V.3.2. Récepteur MMSE	169
V.3.3. Récepteur MMSE-SIC	170
V.4. Méthode A DIC appliquée au modèle MIMO	171
V.4.1. Phase adaptation	172
V.4.2. Phase détection	174
V.5. Comportement des méthodes ADIC multi-antennes	179
V.5.1. Comportement du MUD ADIC pour MIMO DS-CDMA	180
V.5.2. Comportement de la méthode MIMO-ADIC	181
V.5.2.1. Résultats de performances	181
V.5.2.2. Analyse de la complexité	184
V.6. Conclusion	187

CHAPITRE VI: CONCLUSION GÉNÉRALE	189
VI.1. Contributions algorithmiques	191
VI.2. Contributions Méthodologiques.....	195
VI.3. Travaux et Perceptives Futurs	198
PUBLICATIONS..	200
BIBLIOGRAPHIE.....	202
ANNEXE A: RECENSEMENT DES MÉTHODES ADAPTATIVES D'INTÉRÊT	211
A.1. Filtrage adaptatif et MUD.....	212
A.2. Revue de littérature de méthodes dérivées du LMS.....	212
A.2.1. Méthodes d'amélioration des performances du LMS	212
A.2.2. Méthodes en vue d'implantation	214
ANNEXE B: RAPPORT TECHNIQUE	215

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Cheminement de la conception des récepteurs proposés.....	12
Figure 2.1 : Modèle en bande de base du système DS-CDMA.	17
Figure 2.2 : Caractéristiques du canal à trajet multiple allant d'un usager vers la station de base.....	20
Figure 2.3 : Principe du récepteur Rake appliqué à l'utilisateur k	26
Figure 2.4 : Principe du récepteur MPIC	30
Figure 2.5 : Principe du récepteur AL-MMSE MUD.	38
Figure 2.6 : Pourcentage de mises à jour, équation (2.28), en fonction du nombre d'utilisateurs pour NLMS et SM-NLMS considérant $\lambda = [0.0035 \ 0.07 \ 0.9]$	45
Figure 3.1 : Principe général de fonctionnement d'un MUD de la famille ADIC.....	51
Figure 3.2 : Phase détection d'un MUD de la famille ADIC.....	54
Figure 3.3 : Phase adaptation de la méthode ADIC de la famille ADIC	61
Figure 3.4 : Diagramme des opérations de la méthode ADIC en fonction du temps incluant l'estimateur de canal pour tous les utilisateurs k , avec $k = 1, 2, \dots, K$	73
Figure 3.5 : Flux de données et opérations de la phase détection de la méthode ADIC pour l'utilisateur k et $N_s = 3$	75
Figure 3.6 : Composition des PEs FB (a), SB (b) et ICB (c) de la phase détection.....	76
Figure 3.7 : Dépendance des données lors de l'exécution de la phase détection de ADIC.	79
Figure 3.8 : Diagramme des opérations en fonction du temps de la phase détection de ADIC.....	80

Figure 3.9 : Diagramme temporel des opérations de la phase adaptation de ADIC pour l'utilisateur k	81
Figure 3.10 : Composition des PEs FB_{adapt} (a), ESB (b) et UB (c) de la phase adaptation.	85
Figure 3.11 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC et ADIC. ...	89
Figure 3.12 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 8$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC et ADIC.	89
Figure 3.13 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC, ADIC et ADIC-LC.	91
Figure 3.14 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC, ADIC, ADIC-LC et soft-MPIC (<i>même courbe que figure 3.13 mais avec le soft-MPIC</i>).	93
Figure 3.15 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction de la vitesse des mobiles, $N_c = 16$, $K=10$, afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes DF-Soft-MPIC et ADIC.....	94
Figure 3.16 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 50 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour le Rake, DF-Soft-MPIC, soft-MPIC et ADIC ainsi que la méthode ADIC basée des estimées parfaites du canal d'une transmission par satellite	95
Figure 3.17 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB), $N_c=16$, $K=10$, à 3kmph, pour ADIC avec $\lambda=\{0.02,0.005\}$, pour les méthodes DF-soft-MPIC, Rake et AL-MMSE.	97
Figure 3.18 : Nombre d'adaptations des coefficients (en %) dans un slot en fonction du bruit, $N_c=16$, $K=10$, à 3kmph, pour ADIC avec $\lambda=\{0.02,0.005\}$ (SM-NLMS), et NLMS.	97
Figure 3.19 : BER en fonction du nombre d'étages pour la méthode ADIC adaptée avec la méthode SM-NLMS et la méthode optimale de Wiener pour $K=10$ et $K=15$ dans le cas d'un canal parfait et d'un canal estimé par le corrélateur.	99
Figure 3.20 : Nombre d'additions réelles requis aux méthodes DF-soft-MPIC, soft-MPIC et ADIC en fonction du nombre d'utilisateurs pour détecter 15 slots (1 trame) à $N_c=16$ avec $N_s=5$	101

Figure 3.21 : Nombre de multiplications réelles requis aux méthodes DF-soft-MPIC, soft-MPIC et ADIC en fonction du nombre d'utilisateurs pour détecter 15 slots à $N_c=16$ avec $N_s=5$	101
Figure 3.22 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB) pour $K=10$ et $N_c=16$ pour les méthodes DF-soft-MPIC et ADIC avec une représentation en virgule flottante et pour ADIC avec des représentations en virgule fixe pour 18, 16 et 14 bits, la virgule étant au milieu.	102
Figure 3.23 : Nombre de FA nécessaires à ADIC, au soft-MPIC et au DF-soft-MPIC par rapport au Rake pour 1 trame avec 15 mises à jour par trame, $N_s=5$, $N_q=16$ bits, $N_c=\{4,8,16\}$	103
Figure 3.24 : Nombre de FA nécessaires à ADIC et au soft-MPIC pour 1 trame avec 15 mises à jour par trame, $N_s=3$, $N_q=16$ bits et $N_c=\{4,8,16\}$	103
Figure 3.25 : Nombre de MOPS nécessaires à ADIC, au soft-MPIC et au DF-soft-MPIC par rapport au Rake pour 1 trame avec 15 mises à jour par trame, $N_s=5$ et $N_c=16$	106
Figure 3.26 : Nombre de MOPS nécessaires à ADIC et au soft-MPIC pour 1 trame avec 15 mises à jour par trame, $N_s=5$ et $N_c=16$	106
Figure 3.27 : Fonction de coût $J(K)$ définie dans (3.38) pour ADIC, ADIC-LC et le soft-MPIC pour $N_s=\{3,5\}$ ainsi que pour le DF-soft-MPIC ($s=5$) et le résultat de $J(K)$ mixant les performances de la méthode DF-soft-MPIC avec la complexité du soft-MPIC pour $s=5$ et $N_c=16$	109
Figure 3.28 : Fonction de coût $J_{\text{MOPS}}(K)$ définie dans (3.39) pour ADIC, ADIC-LC, le soft-MPIC et le DF-soft-MPIC pour $N_s=5$ et $N_c=16$	111
Figure 3.29 : Temps de traitement de la méthode ADIC MUD pour $N_c=\{4,8,16\}$ et les phases adaptation et détection.....	113
Figure 3.30 : Nombre total d'additionneurs 16 bits nécessaires à la conception de ADIC.	114
Figure 3.31 : Nombre total de multiplieurs 16 bits nécessaires à la conception de ADIC.	114
Figure 4.1 : Structure multipass joignant l'estimateur de canal et la méthode ADIC, appelée MADIC, pour l'utilisateur k avec $i=1,2,\dots,N_i$ et $p=1,2,\dots,P_k$	121

Figure 4.2 : Phase détection de MADIC pour les K usagers avec $N_s(i)$ étages.....	124
Figure 4.3 : Diagramme temporel global de MADIC pour l'utilisateur k	129
Figure 4.4 : Phase détection de MADIC pour l'utilisateur k considérant 2 étages à l'instant d'itération i	133
Figure 4.5 : Composition des PEs FB (a), SB (b) et ICB (c) de la phase détection de MADIC.	134
Figure 4.6 : Diagramme des opérations en fonction du temps de la phase détection de MADIC.	137
Figure 4.7 : Diagramme temporel des opérations de la phase adaptation de MADIC pour l'utilisateur k	138
Figure 4.8 : Composition des PEs PC (a) et PS (b) de l'annulation du pilot.	139
Figure 4.9 : Composition des PEs FB _{adapt} (a), ESB (b) et UB (c) de la phase adaptation de MADIC.	141
Figure 4.10 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC, ADIC, MADIC-v1, MADIC-v2, MADIC-v3, ainsi que MADIC-v1 et MADIC-v2 avec une détection parfaite et ADIC avec une estimation parfaite du canal.....	147
Figure 4.11 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB) pour $N_c = 16$ et $K=15$ à 3 kmph pour le Rake, DF-soft-MPIC, ADIC, MADIC-v2 pour $i = 1, 2, 3, 4$ (MADIC-v3 = MADIC-v2 $i=2$), ainsi que les méthodes MADIC-v2 avec détection parfaite et ADIC avec un canal parfait.....	149
Figure 4.12 : Nombre de FA nécessaires aux méthodes ADIC, soft-MPIC, DF-soft-MPIC, MADIC-v2 et MADIC-v3 par rapport au Rake pour 1 trame, $N_s=5$, $N_q=16$ bits et $N_c=16$	151
Figure 4.13 : Fonction de coût $J(K)$ définie dans (3.38) pour ADIC, le DF-soft-MPIC, le soft-MPIC ($s=5$), MADIC-v2, MADIC-v3 et ADIC-LC pour $N_s = \{3, 5\}$ et $N_c=16$	152
Figure 4.14 : Temps de traitement de la méthode MADIC pour $N_c=\{4,8,16\}$ considérant l'annulation du pilot et les phases adaptation et détection.....	154

Figure 4.15 : Nombre total d'additionneurs 16 bits nécessaires à la conception de MADIC.	155
Figure 4.16 : Nombre total de multiplieurs 16 bits nécessaires à la conception de MADIC.	155
Figure 5.1 : Modèle d'un système MIMO.	160
Figure 5.2 : Phase détection de la méthode MUD ADIC pour un système MIMO DS-CDMA avec N_r antennes à la station et N_s étages par antenne.	164
Figure 5.3 : Phase adaptation de la méthode MUD ADIC pour un système MIMO DS-CDMA.	168
Figure 5.4 : Structure HIC de la phase détection de la méthode MIMO-ADIC.	175
Figure 5.5 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes ADIC et Rake avec $m=1$ et $m=2$ antennes de réception.	180
Figure 5.6 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB) pour $N_t = N_r = 4$ avec les méthodes ZF, MMSE, MMSE-SIC et MIMO-ADIC, ici pour toutes les méthodes le canal de transmission est considéré parfaitement estimé.	182
Figure 5.7 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB) pour $N_t = N_r = 4$ avec les méthodes ZF, MMSE, MMSE-SIC et MIMO-ADIC, ici pour toutes les méthodes le canal de transmission est considéré détérioré par un bruit de 10dB.	183
Figure 5.8 : Nombre de FLOPS en fonction du nombre d'antennes de transmission et de réception requis pour réaliser la méthode MIMO-ADIC et les versions du MMSE-SIC : MMSE-SIC _(v1) pour [88], MMSE-SIC _(v2) pour [89] et MMSE-SIC _(v3) pour [90].	185

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : Paramètres de simulation de l'étude du comportement des méthodes adaptatives dans un MUD	43
Tableau 3.1 : Paramètres de simulation de base de la plateforme de simulation.....	87
Tableau 3.2 : Paramètres de transmission et d'adaptation des méthodes ADIC et ADIC-LC en fonction du débit de transmission considéré.	88
Tableau 3.3 : Gains d'intérêt en dB issus directement de la figure 3.13 entre les méthodes ADIC-LC, ADIC et DF-soft-MPIC.	92
Tableau 4.1 : Paramètres de simulation de base de la plateforme de simulation.....	144
Tableau 4.2 : Paramètres des trois versions de la méthode MADIC : MADIC-v1, MADIC-v2 et MADIC-v3.	145
Tableau 5.1 : Paramètres de simulation de base de la plateforme MIMO DS-CDMA....	180
Tableau 5.2 : Gain en complexité de la méthode MIMO ADIC pour $s=2$ comparé aux versions à complexités réduites du MMSE-SIC.	187

LISTE DES ABRÉVIATIONS

3G	:	Troisième Génération des systèmes cellulaire
4G	:	Quatrième Génération des systèmes cellulaire
ADIC	:	Adaptive Duplicated Filter and Interference Canceller
ADIC-LC	:	ADIC with Linear Combination
AFB	:	Adapted Filter Block
AL-MMSE	:	Adaptive Linear Minimum Mean Square Error
ASIC	:	Application-Specific Integrated Circuit
AWGN	:	Additive White Gaussian Noise
BER	:	Bit Error Rate
BPSK	:	Binary Phase Shift Keying
CDMA	:	Code Division Multiple Access
DF-soft-MPIC	:	Decision Feedback soft Multistage Parallel Interference Canceller
DS-CDMA	:	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DSP	:	Digital Signal Processor
FA	:	full adder
FC-MUD	:	Filtre en Cascade – Multi-user Detector
FEC	:	Forward Error Correcting
FLOPS	:	FLoating point Operations Per Second
FPGA	:	Field-Programmable Gate Array
HIC	:	Hybrid Interference Canceller
IC	:	Interference Canceller
ICB	:	Interference Canceller Block
ISI	:	Intersymbol Interferences
LMS	:	Least Mean Square
LSSI	:	Laboratoire de Signaux et Systèmes intégrés
LUT	:	Look Up Table
MADIC	:	Multipass ADIC
MAI	:	Multiple Access Interferences
MC-CDMA	:	Multi-Carrier CDMA
MF	:	Matched Filter

MIMO	:	Multiple Input Multiple Output
MIMO DS-CDMA	:	Multiple Input Multiple Output DS-CDMA
MIMO OFDM	:	Multiple Input Multiple Output OFDM
MLSD	:	Maximum Likelihood Sequence Detection
MMSE	:	Minimum Mean Square Error
MMSE-SIC	:	Minimum Mean Square Error Successive Interference Canceller
MOPS		Million Operation Per Second
MPIC	:	soft Multistage Parallel Interference Canceller
MUD	:	Multi-user Detection
NLMS	:	Normalized Least Mean Square
OFDM	:	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PE	:	Processeur Élémentaire
PE ESB	:	Error and Step size Block
PE FB	:	Filter Block
PE FB _{adapt}	:	Filter Block (phase adaptation)
PE IC	:	Interference Canceller
PE PC	:	Pilot Codes
PE PS	:	Pilot Summation
PE SB	:	Spreading Block
PE UB	:	Update Block
PIC	:	Parallel Interferences Canceller
RLS	:	Recursive Least Square
SB	:	Sum Block
SIC	:	Successive Interferences Canceller
SM-NLMS	:	Set Membership – Normalized LMS
SNR	:	Signal to Noise Ratio
Soft-MPIC	:	soft Multi-stage Interference Canceller
TSG	:	Training Sequence Generator
V-Blast	:	Vertical – Bell – Laboratories –Layered –Space – Time
VLSI	:	Very Large Scale Integration
WCDMA	:	Wideband CDMA
WLP	:	Widely Linear Processing
ZF	:	Zero Forcing

CHAPITRE I

INTRODUCTION

I.1. PROBLÉMATIQUE LIÉE AU SUJET DE RECHERCHE

Recevoir un plus grand nombre d'utilisateurs en simultané, offrir une haute qualité de transmission de la voix, assurer la transmission de données numériques pour des applications multimédia à des débits élevés (soit 144 Kbits/s en mouvement, 384Kbits/s pour en déplacement lent (piétons) et 2 Mbits/s dans un environnement stationnaire), tels sont les objectifs de la 3^{ème} génération de téléphonie mobile, la 3G, [1]-[2], qui est l'application initiale du présent sujet de recherche. Ces nouvelles demandes ont conduit à la conception de nouvelles techniques d'accès multiples dont le système DS-CDMA représente un excellent candidat [2]-[5]. Celle-ci alloue à chaque utilisateur des codes

orthogonaux permettant théoriquement de les dissocier aisément les uns des autres. Ces codes possèdent la particularité de moduler directement les signaux à émettre en les multipliant avec ces codes [1]-[5].

Toutefois, en pratique, le canal de transmission *uplink* (des usagers vers la station de base) d'un système de transmission DS-CDMA impose un degré d'asynchronisme qui détruit l'orthogonalité fixée entre les usagers actifs [4]-[5]. Il devient ainsi difficile de séparer les informations des usagers les uns des autres, on parle d'interférences d'accès multiples, MAI [5]. Des interférences entre les symboles émis par un même usager, ISI, créées par les chemins multiples du canal, apparaissent aussi, d'autant plus dans le cas de forts débits de transmission [4]-[5]. De plus, la position plus ou moins proche des usagers par rapport à la station de base pose le problème de proche-lointain (*near-far*) qui détériore également la transmission [4], [5] et [17].

Pour faire face à ces interférences le récepteur de la station de base joue donc un rôle décisif [5]. Les récepteurs dits conventionnels de la 2^{ème} génération, le RAKE ou les filtres MF (*Matched Filter*) [4]-[5], ignorent totalement dans leur principe la présence des MAI, les considérant comme du bruit. Ainsi ils ne représentent pas une solution viable à la problématique du DS-CDMA [5]. Une nouvelle classe de récepteurs *uplink* a donc dû être mise au point : les détecteurs multi-usagers (MUD) [4]-[36].

Comme en témoigne la littérature très dense, la conception de détecteurs multi-usagers destinés au récepteur de la station de base fait l'objet d'une multitude de travaux. Cela peut s'expliquer par le défi et l'importance que représente la bonne conception d'un MUD. En effet, côté performance, ce type de récepteur doit pouvoir retrouver l'information de tous les usagers actifs à partir d'un signal reçu, la somme de toutes les

informations transmises, distorsionnés par, notamment, les MAI et les ISI. Le MUD doit être capable d'effectuer cette tâche aussi bien : (i) en présence de canaux stationnaires que non-stationnaires, (ii) en présence d'évanouissement (*fading*) [14], (iii) pour différents débits de transmission et (iv) pour le plus grand nombre possible d'utilisateurs en simultané [29]. Une contrainte de taille s'ajoute à cela : le MUD doit évidemment fonctionner en temps réel [29] et [36]. Cela signifie que le MUD doit présenter un bon compromis entre performance et complexité. Ce pré-requis imposé au récepteur de la station de base est évidemment lié au coût pour le mettre en place [5], raison pour laquelle les récepteurs conventionnels sont encore en fonction.

Verdú [6], pionnier dans ce domaine, a proposé une méthode MUD optimale pour l'annulation des MAI, la méthode MLSD. Malheureusement sa complexité augmente exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs ce qui en fait une méthode irréalisable en temps réel. Ont donc vu le jour des méthodes dites sous-optimales visant à performer avec une moindre complexité. Nous allons évoquer les principales et leurs carences aux vues des exigences à remplir par un MUD.

La méthode «décorrélateur» [4]-[5] utilise l'inversion de matrice de cross-corrélation des codes assignés aux utilisateurs afin d'améliorer les performances des méthodes conventionnelles en ne considérant pas les codes utilisateurs orthogonaux. Cette matrice inverse aide à réduire les MAI mais augmente le bruit [5]. Le MMSE-MUD [25]-[27] est une extension du décorrélateur basée sur la méthode de Wiener [43] impliquant également l'inversion de matrice. Connaissant la variance du bruit et parfaitement le canal, cette méthode peut annuler les distorsions de manière optimale. Sans tenir compte de ces conditions non réalistes, tout comme le décorrélateur, l'inversion de matrice à calculer à

chaque changement de canal en fait une méthode de complexité très élevée [25]. L'inversion de matrice dans Wiener peut être remplacée par une méthode adaptative, nommée AL-MMSE [18], [19] et [23] (section II.3.2). A priori cette technique est moins complexe que le MMSE MUD, mais les principaux inconvénients résident dans la grande taille des filtres, qui rend l'adaptation finalement complexe, et ses performances faibles en présence de fading [25].

Les méthodes d'«annulation d'interférence», IC [5] et [7]-[16], appliquées au MUD apparaissent, dans [5], comme la classe de méthodes la plus prometteuse pour faire face à la problématique du DS-CDMA. Les MUD IC possèdent une complexité acceptable [5] et ont fait l'objet de travaux d'implantation en VLSI [32]-[36], mais restent encore très gourmands en ressources matérielles afin de respecter les contraintes de la 3G, [31]. Ces méthodes IC visent, à partir des estimés des symboles transmis par les usagers, à générer les interférences et à reconstruire les contributions de chaque usager par soustraction de ces interférences du signal reçu; contributions à partir desquelles seront estimés de nouveaux symboles transmis et ainsi de suite pendant un certain nombre d'itérations jusqu'à décision finale. Il existe deux structures principales de IC : (i) PIC qui effectue l'annulation des interférences de chaque usager en parallèle souvent à travers plusieurs étages, MPIC [15], [17] et [20]; (ii) SIC, qui annule les interférences successivement de l'utilisateur le moins corrompu au plus détérioré [12], [15] et [17]. Une de ces deux variantes sera plus performante que l'autre suivant les conditions de simulation [17]. A priori, le SIC est moins complexe que le PIC, mais le PIC reste plus flexible et permet à des processeurs plus lents en parallèle de faire les opérations requises [15]. Il est à noter que l'annulation d'interférences peut être effectuée à la fréquence du bit avec l'utilisation de la

matrice d'auto-corrélation des codes, pour de meilleures performances, ou à la fréquence des signaux étalés, pour un gain en complexité. Avant chaque étage de génération des interférences des IC, une décision douce «*soft*» ou dur «*hard*» sur les symboles estimés peut être opérée; une décision soft, plus complexe à mettre en place, permet de garder un niveau de doute sur l'estimée favorisant l'atteinte de performances [25]. Les méthodes IC restent particulièrement sensibles à la propagation de bruits et au contrôle des puissances liées au phénomène *near-far*; de multiples travaux ont été présentés pour améliorer la méthode sur ces sujets [17] et [20].

L'apport de techniques adaptatives a été appliqué dans la conception de techniques MUD, que ce soit pour améliorer les performances des méthodes, afin de diminuer la complexité ou les deux [17], [20], [24] et [25]. Si ces méthodes présentent d'intéressantes propriétés pour l'implantation, la complexité reste encore élevée du fait du grand nombre d'itérations nécessaire pour atteindre des performances. L'efficacité d'une méthode MUD employant une technique adaptative relève à la fois de la structure du MUD consacrée que de la méthode adaptative choisie. En effet, comme en fait état l'annexe A à partir des articles [43] à [59], les méthodes adaptatives permettent d'offrir un compromis entre de nombreuses propriétés (vitesse de convergence, précision, poursuite en cas de *fading*, robustesse, complexité de calcul, structures et propriétés liées à l'implantation [41], [43], [44] et [59]). Ce concept de recherche de compromis est à la base de notre sujet.

Autre point intéressant, les performances des détecteurs MUD, évoqués ici, dépendent directement des informations du canal de transmission fournies par un estimateur de canaux [66] à [69]. Cette estimation s'opère actuellement, indépendamment du détecteur de données (Rake ou MUD), avec un signal de données connues, le *pilot*, fourni par le

système DS-CDMA. Ce manque d'interaction entre ces deux systèmes (estimateur et détecteur) nuit aux récepteurs du système DS-CDMA. Les auteurs de [60]-[61] ont alors proposé une structure itérative appelée *multipass* (section IV.1) liant les fonctionnements de l'estimateur de canal et du détecteur MUD : le détecteur offrant des données d'apprentissage supplémentaires à l'estimateur, offrant à son tour des estimées de meilleure qualité au détecteur, et ainsi de suite... Il en résulte une amélioration notable des performances du récepteur, le rendant aussi d'avantage plus complexe [60]. Cependant contrairement aux méthodes itératives présentées dans [62]-[65], la méthode *multipass* ne possède pas dans sa structure de décodeurs FEC (*Forward Error Correcting*), dont la complexité est élevée.

Une autre façon d'améliorer les performances d'un détecteur MUD à la station de base consiste à lui ajouter des antennes de réception. On peut appeler ce contexte MIMO DS-CDMA (section V.2) [77] à [80] où MIMO signifie «*Multiple Input Multiple Output*». De cette façon, le détecteur MUD est en mesure de tirer profit de la diversité spatiale offerte par l'ajout d'antennes afin de décupler ces performances de détection. De la même façon, le système MIMO, cette fois sans DS-CDMA, fait l'objet de nombreux travaux tant elle représente une solution attrayante pour augmenter la capacité du canal d'une transmission sans-fil [81]-[92]. Théoriquement plus le nombre d'antennes du système augmente plus les performances de détection s'améliorent, toutefois plus la complexité augmente à son tour [83]. Dans la littérature, les récepteurs d'un système MIMO les plus populaires sont les méthodes MMSE qui observent un bon compromis en performance et complexité et la méthode V-BLAST [84] (appelée aussi MMSE-SIC) due à son excellente capacité à détecter l'information. Notons tout de même que la complexité d'un tel

récepteur reste très élevée et empêche une implantation en temps réel [88]. Les travaux [88] à [90] consistent à proposer des simplifications arithmétiques afin de réduire de la complexité du MMSE-SIC tout en conservant ses performances.

Évidemment, outre le système d'accès multiples DS-CDMA également utilisé pour les transmissions satellites [70] à [75] et qui est toujours en évolution [76], au vu de décupler les capacités du canal de transmission sans-fil pour les nouvelles générations de téléphonie mobile plusieurs autres systèmes ont été proposés. On pense notamment au système OFDM pour «*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*» qui est déjà employé dans la quatrième génération de téléphones cellulaires [98] à [104]. En effet ce système présente une grande efficacité spectrale, une forte robustesse face à des canaux sélectifs en fréquences (voir section II.1.2) et présente une relative simplicité de mise en œuvre [98]. Ces qualités avantagent grandement la transmission à haut débit tout en fournissant un grand nombre d'utilisateurs en simultanée. Notons toutefois que le système OFDM reste très sensible aux variations de fréquence et aux non-linéarités pouvant être induite par des amplificateurs de puissance [98]. Afin d'améliorer les performances de détection en ajoutant un multiplexage des utilisateurs dans l'espace des codes, l'OFDM a été par combinée avec le système CDMA, donnant aussi la méthode MC-CDMA (*multi-carrier CDMA*) [98]. Cette configuration permet l'apport des récepteurs multi-usagers comme fait dans [93] à [97]. Notons également que les systèmes MIMO évoqués dans le paragraphe précédent, qui offre une diversité spatiale attrayante, ont été fortement mis à l'étude et combinés avec d'autres systèmes tels que MIMO OFDM, MIMO DS-CDMA ou encore MIMO-MC-CDMA [98].

Les travaux antérieurs sur les MUD, dans le laboratoire LSSI, ont fait l'objet de deux sujets de doctorat sur la réalisation d'un MUD adaptatif, la méthode FC-MUD [25], son application à une transmission à débits multiples (*multirate*) [30] et son implantation sur FPGA [29]. Cette méthode originale basée sur deux blocs adaptatifs en cascade, aux performances intéressantes, présente cependant quelques inconvénients : (i) des difficultés à tirer parti de l'annulation du pilot ainsi bien que les méthodes IC [25] (cette annulation du pilot améliore fortement l'atteinte de performances étant donné que le signal traité est ainsi allégé); (ii) des besoins d'améliorer la rapidité la convergence des méthodes adaptatives afin de suivre les variations des canaux; et (iii) une croissance exponentielle de la complexité en fonction du nombre d'utilisateurs. Autant d'expériences acquises que de défis à surmonter qui ont motivés le présent sujet de doctorat.

I.2. OBJECTIFS DU SUJET DE RECHERCHE

Le présent sujet de recherche repose sur 3 objectifs principaux énoncés ici. Le *1^{er} objectif* du sujet de recherche consiste à proposer une classe de détecteurs multi-utilisateurs dédiée au récepteur d'une station de base (sens uplink) afin de résoudre la problématique rencontrée par les systèmes d'accès multiples DS-CDMA, comme évoqué dans le paragraphe précédent. Pour se faire, notre idée repose sur l'utilisation astucieuse *d'une méthode adaptative* afin que la classe de récepteurs proposée observe les propriétés suivantes :

- obtenir de bonnes performances en annulation d'interférences, issues du système DS-CDMA, en terme de BER pour différents débits de transmission en environnement stationnaire et non-stationnaire;

- offrir une complexité et une architecture permettant une implantation VLSI réaliste; respectant les contraintes de la technologie pour un nombre maximum d'utilisateurs actifs; ce qui induit une structure adaptative offrant un bon compromis entre performance et complexité, économe en opération arithmétique, robuste, régulière, et avec une bonne vitesse de convergence.

Les propriétés recherchées par notre classe de MUD traduisent l'importance accordée à la complexité dans ce sujet de recherche. La recherche du compromis entre performance et complexité est au cœur de notre approche. En effet, l'atteinte des performances ne doit pas se faire au détriment de la complexité mais doit même au contraire conduire à sa réduction. De plus, il est essentiel pour nous de prouver la faisabilité d'une intégration sur composant de notre récepteurs multi-utilisateurs. Ainsi une fois notre classe de méthodes développée et évaluée aux niveaux des performances et de la complexité arithmétique, une stratégie d'intégration basée sur des techniques d'optimisation VLSI sera proposée et mènera à une estimation préliminaire des ressources matérielles dans le respect des contraintes de temps de la technologie.

Le 2^{ème} objectif consistera à appliquer la famille du récepteur issue du 1^{er} objectif à certains procédés permettant d'améliorer les performances de détection, comme :

- l'emploi de plusieurs antennes à la station de base, soit dans un contexte MIMO DS-CDMA;
- la mise en place d'une structure dans laquelle l'estimateur de canal du système DS-CDMA est joint à un MUD de la famille de détecteurs proposée afin d'obtenir une collaboration de ces deux systèmes qui améliore les performances

de chacun. On parle donc ici de la structure itérative multipass énoncé dans la section I.1 proposée initialement S. Buzzi dans [60].

Ici encore, conformément à la philosophie du 1^{er} objectif du sujet de recherche, nous nous intéresserons aussi bien aux performances de ces méthodes d'amélioration proposées qu'à leur complexité. De plus, soucieux d'évaluer la possibilité d'une intégration réaliste de la méthode multipass appliquée à notre méthode MUD, nous suggérerons une stratégie d'implantation VLSI qui mènera à faire une première estimation des ressources matérielles nécessaires au fonctionnement de cette structure.

Enfin le 3^{ème} *objectif* du projet de recherche consiste à évaluer la possibilité d'exporter notre classe de méthodes MUD conçue à la base pour le système DS-CDMA dans un autre contexte cette fois sans code d'étalement. Le principe de notre famille de détecteur sera ainsi appliqué sans code d'étalement au contexte MIMO qui constitue une solution d'intérêt afin d'améliorer la capacité des canaux d'une transmission sans-fil.

I.3. MÉTHODOLOGIE DU SUJET DE RECHERCHE

L'ensemble des travaux de cette thèse a été réalisé au laboratoire LSSI (Laboratoire de Signaux et Systèmes Intégrés) de l'Université du Québec à Trois-Rivières en collaboration avec la société de recherche Axiocom.inc. La méthodologie de ces travaux qui ont permis d'atteindre nos objectifs peut être résumée par les 8 étapes suivantes :

- 1) Recherche bibliographique concernant : (i) les technologies de transmission liées à la téléphone mobile, notamment sur les systèmes DS-CDMA, MIMO; (ii) les méthodes MUD en mettant l'accent sur les méthodes observant un bon compromis en performance et complexité; (iii) les méthodes adaptatives puisque notre idée

repose sur l'utilisation d'un processus adaptatif pour atteindre le 1^{er} objectif; (iv) les techniques VLSI utilisées pour élaborer nos stratégies d'implantation; (v) les techniques d'amélioration de performances des MUD comme la méthodes multipass ou multi-antennes; et (vi) les systèmes MIMO et leurs récepteurs.

- 2) Évaluation (i) des plateformes de simulation, (ii) des méthodes de références pour faire leur choix et (iii) des caractéristiques de méthodes adaptatives et de application à un MUD de la station de base dans le contexte DS-CDMA.
- 3) Conception, proposition et évaluation en performance et en complexité d'une famille de MUD répondant aux sous-objectifs du 1^{er} objectif.
- 4) Proposition d'une stratégie d'implantation VLSI afin d'intégrer la méthode MUD issue de la 3^{ième} étape.
- 5) Atteinte du 2^{ième} objectif: Application de la famille de MUD proposée (i) à une structure multipass, puis (ii) dans un contexte multi-antennes et (iii) l'évaluation du comportement de ces méthodes en performances et en complexité.
- 6) Proposition d'une stratégie d'implantation VLSI afin d'intégrer la méthode multipass issue de la 5^{ième} étape.
- 7) Évaluation d'une plateforme de simulation d'un système MIMO et de récepteurs de références correspondants.
- 8) Conception, proposition et évaluation en performance et en complexité d'un récepteur MIMO basé sur le principe de fonctionnement du MUD proposé à la 3^{ième} étape. Cette étape répond au 3^{ième} objectif du sujet de recherche.

Notons que l'atteinte des objectifs de la thèse réalisés à travers ces étapes a conduit à la rédaction de 2 articles de journaux [J1] et [J2], à 5 articles de conférence [C1], [C2], [C3], [C4], et [C4] et à 1 brevet [B1]; voir dans le chapitre «Publications».

Enfin, la figure 1.1 expose schématiquement la méthodologie empruntée lors de la conception d'un récepteur multi-usagers. On note l'importance de la complexité et le souci de proposer un MUD fonctionnant en temps réel dans le respect de la technologie.

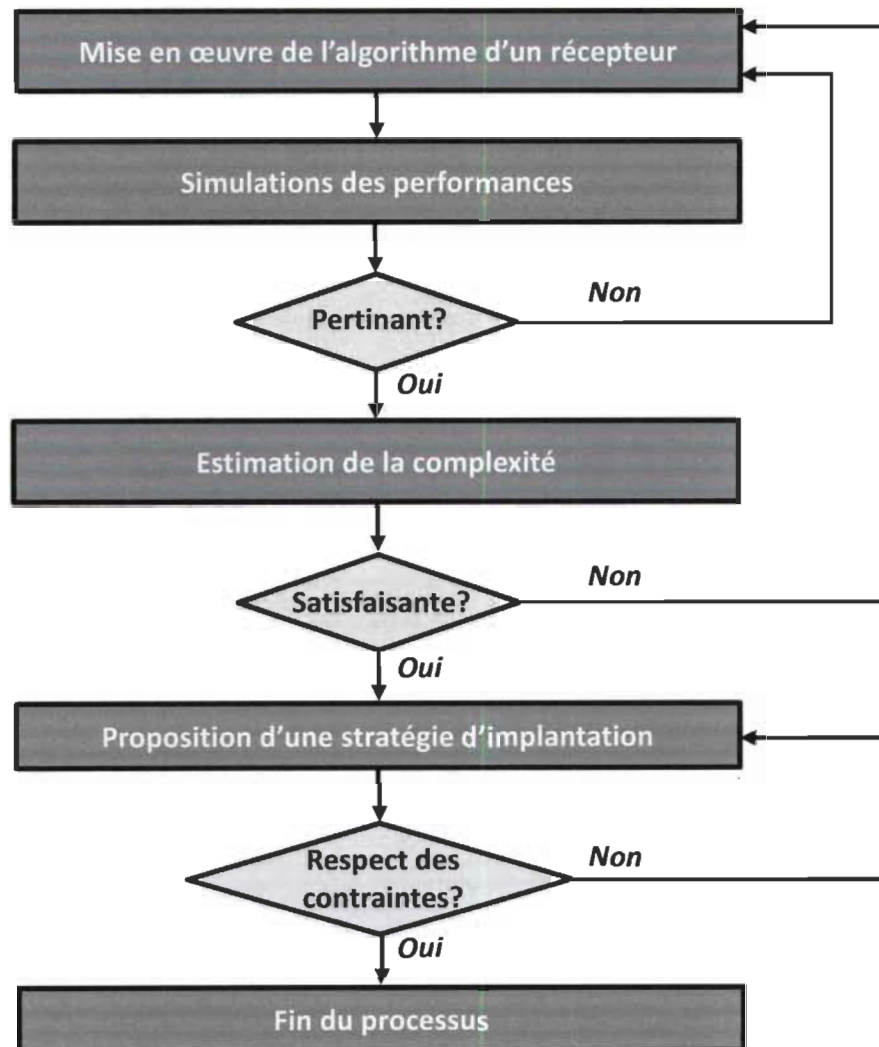


Figure 1.1 : Cheminement de la conception des récepteurs proposés

I.4. ORGANISATION DE LA THÈSE

Maintenant que le contexte, les objectifs et la méthodologie du présent sujet de recherche ont été établis dans ce 1^{er} chapitre, nous allons pouvoir rentrer dans le vif du sujet de cette thèse organisée comme suit :

Le chapitre II - «Système DS-CDMA et détecteurs multi-usager» - décrit le modèle DS-CDMA, les détecteurs MUD choisies comme références et expose nos motivations quant au choix d'une approche adaptative dans la conception de notre famille de détecteurs. Ce chapitre contient donc une partie de la 1^{ière} étape et la 2^{ème} étape de la méthodologie.

Le chapitre III - «Famille de méthodes MUD proposées» - expose la famille de MUD réalisée et nommée ADIC, les constats qui ont mené à sa conception, une stratégie d'implantation VLSI et l'analyse de son comportement en performances et complexité ainsi que ses ressources matérielles; soit la 3^{ème} et la 4^{ème} étape de la méthodologie.

Le chapitre IV - «Structure multipass basée sur la famille ADIC-MUD» - présente la structure *multipass* utilisée avec le MUD proposée dans le chapitre III, une stratégie VLSI pour son implantation, et l'analyse des performances et de complexité de cette structure ainsi que l'estimation de ses ressources matérielles; soit les étapes 5 et 6 de la méthodologie.

Le chapitre V - «MUD proposé appliqué aux systèmes multi-antennes» - décrit les modèles MIMO et MIMO DS-CDMA, la version du MUD du chapitre III conçue pour tirer profit d'un système MIMO DS-CDMA, le récepteur MIMO basé sur le principe de la méthode MUD proposée et

les résultats en performances et complexité de ces deux méthodes multi-antennes; soit la 7^{ième} et 8^{ième} étape de la méthodologie.

Le chapitre VI - «Conclusion Générale» - présente les contributions algorithmiques et méthodologiques qui ressortent de l'atteinte des objectifs du sujet de recherche, ainsi que les travaux et perspectives futurs découlant de ce projet de recherche

L'annexe A - «Recensement des méthodes adaptatives d'intérêt» - présente la recherche bibliographique sur les méthodes adaptatives qui nous a mené à considérer la méthode SM-NLMS [46];

L'annexe B - «Rapport Interne» - présente notre première étude sur les MUD dans laquelle nous avons analysé le comportement de la méthode SM-NLMS et qui nous a conduite à faire des constats essentiels à la conception de la classe de méthode proposée dans le chapitre III.

CHAPITRE II

SYSTÈME DS-CDMA ET DÉTECTEURS MULTI-USAGERS

Comme expliqué dans le chapitre précédent, l'objectif principal de notre sujet de recherche vise à proposer une classe de détecteurs multi-usager (MUD) afin d'annuler les interférences présentes lors d'une transmission basée sur des systèmes DS-CDMA allant des usagers vers la station de base (sens *Uplink*). Pour se faire, la particularité de notre approche repose sur l'utilisation astucieuse d'une méthode adaptative menant à l'atteinte d'un bon compromis entre performances d'annulation d'interférences et complexité; condition essentielle à l'obtention de notre objectif premier : proposer un MUD performant pouvant être implanté de façon réaliste en VLSI (*Very Large Scale Integration*) [41] pour un maximum d'usagers.

Le présent chapitre vise donc à poser les rudiments nécessaires à la compréhension des méthodes proposées dans les chapitres suivants. Étant à la base de l'application visée par notre sujet de recherche, nous décrirons, dans un premier temps, le fonctionnement et le modèle mathématique utilisé d'un système DS-CDMA. Nous nous arrêterons également sur les caractéristiques de son canal de transmission responsables des interférences. Par la suite nous recenserons les méthodes MUD choisies pour références et comparaisons. Enfin, nous justifierons notre approche adaptative ainsi que la méthode adaptative choisie puis nous appliquerons cette méthode dans le contexte DS-CDMA. Cela nous permettra de tirer de premières conclusions qui mèneront à la réalisation de la classe de MUD proposée.

II.1. TRANSMISSION MULTI-USAGERS

II.1.1. Modèle du système DS-CDMA

Nous allons décrire ici le modèle mathématique de la transmission de symboles émis par K usagers et allant vers la station de base, sens *uplink*, basée sur un système DS-CDMA, (figure 2.1). Nous considérons un modèle asynchrone, les K usagers transmettant à des délais τ_k différents avec pour le moment une antenne de transmission par usager et une antenne de réception à la station de base.

$x_k(t)$, le signal en bande de base transmis par le $k^{\text{ième}}$ usager véhicule la séquence d'information $b_k[n]$, avec $k = 1, 2, \dots, K$ et $n = 1, 2, \dots, N$, et s'écrit

$$x_k(t) = \sum_{n=1}^N A_k b_k[n] d_k(t - nT; n), \quad (2.1)$$

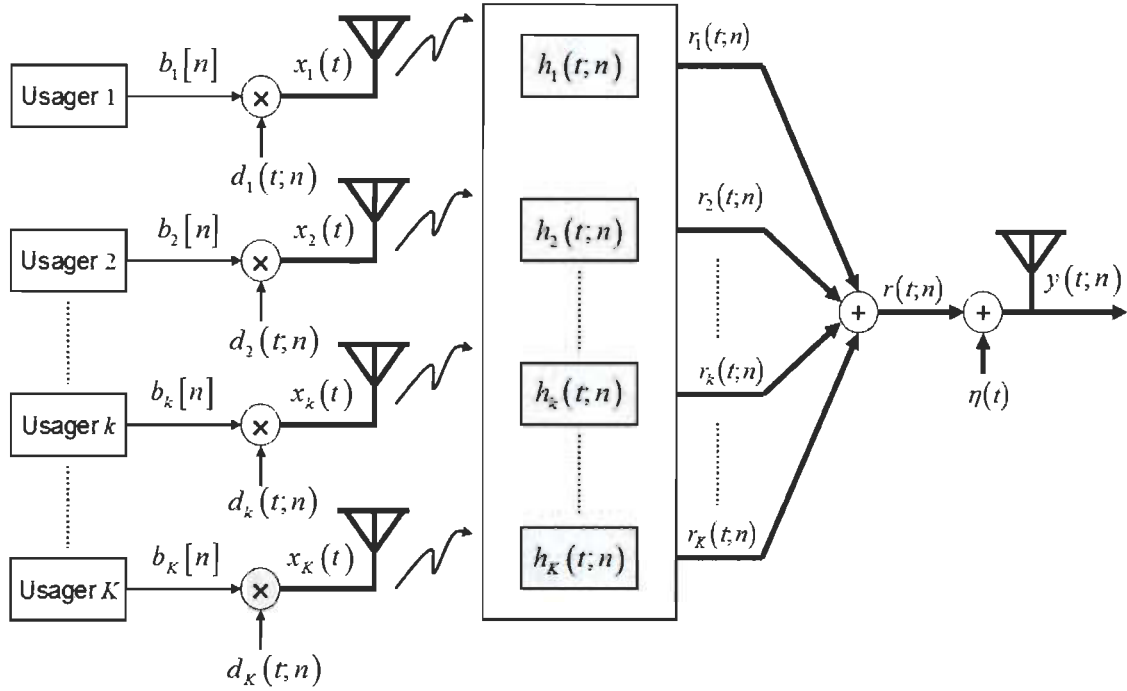


Figure 2.1 : Modèle en bande de base du système DS-CDMA.

où N représente le nombre de symboles transmis par chaque usager, A_k le gain du signal du $k^{\text{ième}}$ usager et $b_k[n]$, son $n^{\text{ième}}$ symbole, qui est d'une durée T . On note que $b_k[n]$ appartient à l'espace S et que durant nos travaux nous considérerons uniquement le cas $S = \{\pm 1\}$, correspondant à un signal de type BPSK (*Binary Phase Shift Keying*).

Comme le montre l'équation (2.1), chacun des n symboles de l'utilisateur k , $b_k[n]$, est directement modulée (ou multipliée) par sa séquence pseudo-aléatoire d'étalement $d_k(t, n)$: d'où le nom DS-CDMA pour «*Direct-Sequence CDMA*». Afin de différencier l'information de chaque usager au récepteur, ces codes numériques, à temps discret et valeurs discrètes, sont choisis orthogonaux entre utilisateurs et sont exprimés par l'équation (2.2).

$$d_k(t; n) = \sum_{\ell=1}^{N_c} c_{k,\ell}[n] \psi(t - \ell T_c). \quad (2.2)$$

N_c , appelé facteur d'étalement, représente la longueur du code d'étalement et est défini par $N_c = T / T_c$. T_c est le temps de passage du $\ell^{\text{ième}}$ élément $c_{k,\ell}[n]$, appelé «chip», de la séquence d'étalement $d_k(t; n)$, où $c_{k,\ell}[n] \in \{(\pm 1 \pm j) / \sqrt{2}\}$. La forme du chip est donnée par la fonction à énergie unitaire, $\psi(t)$, désignée identique pour tous les usagers.

Dans un système DS-CDMA, le flux de données est divisé en paquets de symboles appelés *slot*. La taille d'une slot est fixée égale à 2560 chips. Il est important de préciser que N correspond au nombre de symboles transmis par un usager lors d'une seule *slot*. Ainsi le débit de transmission par slot, soit N , dépend directement du facteur d'étalement N_c ; en effet, par slot, $N = 2560 / N_c$. Enfin on appelle une *trame* un ensemble de 15 slots, sa taille est donc de $15 \times 2560 = 38400$ chips. Le temps de passage d'une trame dans la technologie WDMA fixé à 10ms.

Définissons maintenant $h_k(t; n)$, figure 2.1, la réponse du canal de transmission à trajets multiples du $k^{\text{ième}}$ usager correspondant au $n^{\text{ième}}$ symbole comme suit

$$h_k(t; n) = \sum_{p=1}^{P_k} h_{k,p}[n] \delta(t - \tau_{k,p}), \quad (2.3)$$

où, pour l'utilisateur k , P_k est le nombre de trajets du canal, $h_{k,p}[n]$ le gain complexe, $\tau_{k,p}$ le délai de propagation du $p^{\text{ième}}$ chemin de transmission et $\delta(t)$ la fonction de Dirac. Des précisions sur les caractéristiques du canal à trajets multiples et ses effets seront exposées dans le paragraphe suivant.

Après le passage dans le canal de transmission, on obtient le signal «trafic» reçu $r_k(t; n)$, soit celui contenant l'information transmise $b_k[n]$ de l'utilisateur k à l'instant n :

$$\begin{aligned} r_k(t; n) &= A_k b_k[n] d_k(t - nT; n) * h_k(t; n) \\ &= A_k b_k[n] \sum_{p=1}^{P_k} h_{k,p}[n] d_k(t - nT - \tau_{k,p}; n) \\ &= A_k b_k[n] \Theta_k(t; n) \end{aligned} \quad (2.4)$$

avec $\Theta_k(t; n) = d_k(t - nT; n) * h_k(t; n)$ appelé «code effectif», étant le produit de convolution temporel, représenté par le symbole $*$, entre le canal (2.3) et le code d'étalement (2.2) du $k^{\text{ème}}$ usager à l'instant du symbole n . On peut désormais exprimer le signal $y(t; n)$, reçu à la station de base de la manière suivante :

$$\begin{aligned} y(t; n) &= r(t; n) + \bar{r}(t; n) + \eta(t) \\ &= \sum_{k=1}^K r_k(t; n) + \bar{r}(t; n) + \eta(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Où $\eta(t)$ représente un bruit blanc gaussien additif (AWGN) et $\bar{r}_k(t; n)$ est appelé le signal du «pilot» de l'utilisateur k à l'instant n . Il est construit de la même façon et transmis en même temps que le signal trafic du même usager à partir : des données pilot $\bar{b}_k[n]$ et d'un code d'étalement du pilot $\bar{d}_k(t; n)$, choisis orthogonal à tous les autres. Ce dernier ne contient pas d'information en tant que tel : ses données et son code sont connus au récepteur de la station de base. Étant donné qu'il passe dans le même canal que le signal trafic du même usager, son rôle consiste à effectuer l'estimation du canal de transmission au récepteur. Afin de ne pas surcharger le schéma, nous l'allons omettre de la figure 2.1.

II.1.2. Caractéristiques du canal de transmission

Comme énoncé dans l'introduction, un système d'accès multiple CDMA, en appliquant de codes orthogonaux à chacun des usagers actifs, permet *théoriquement* de les dissocier parfaitement les uns des autres à la station de base. Malheureusement c'est sans compter sur le canal de propagation impliqué dans ce type de transmission. En pratique, ce dernier dégrade les signaux transmis au point de détruire l'orthogonalité imposée [5]. L'emploi d'un détecteur multi-usager au récepteur de la station de base a donc été proposé pour pallier aux effets du canal et ainsi retrouver l'information transmise par chaque utilisateur. Désireux de concevoir un MUD, la connaissance des caractéristiques du canal d'une transmission sans fil, décrit par la figure 2.2, est essentielle.

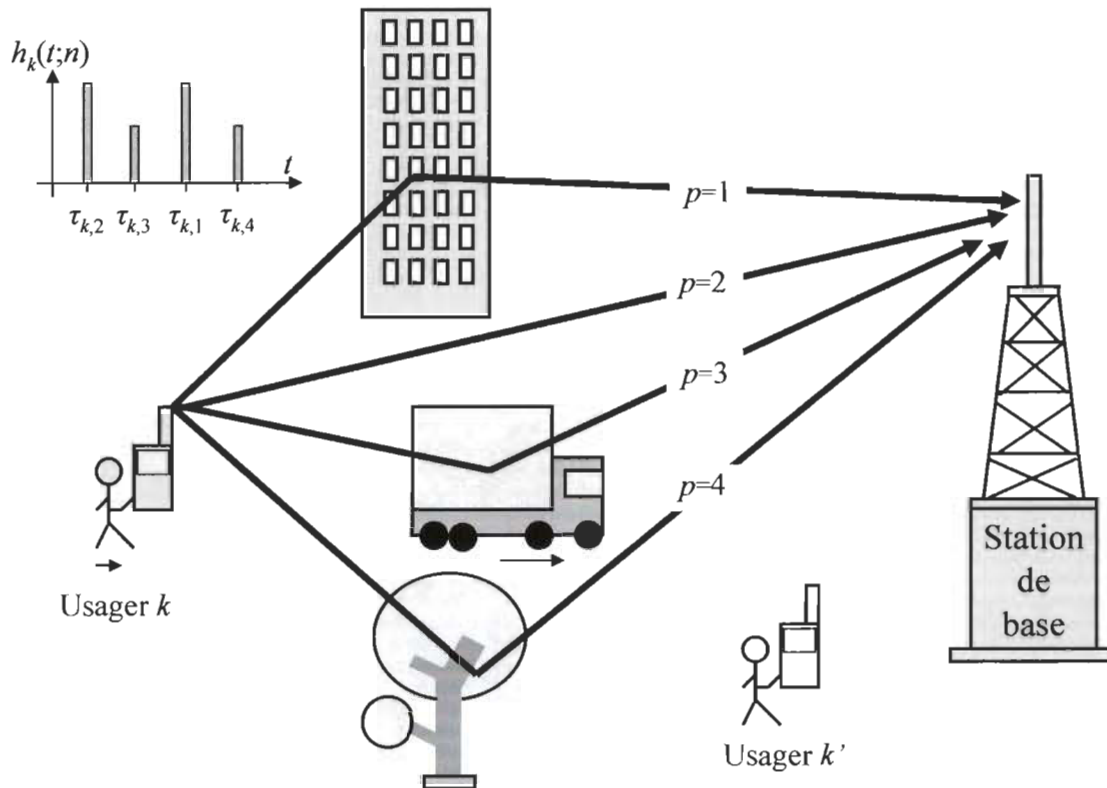


Figure 2.2 : Caractéristiques du canal à trajet multiple allant d'un usager vers la station de base.

Plaçons-nous tout d'abord dans le cas de la propagation du signal de l'utilisateur k vers la station de base illustrée par la figure 2.2. Comme exprimé dans l'équation (2.3) et sur cette figure, le canal de cet usager se divise en P_k trajets définis par un gain complexe à l'instant n $h_{k,p}[n]$ ainsi qu'un délai $\tau_{k,p}$ représentant le temps de propagation du signal entre l'utilisateur et la station. Dans le cas présenté, nous avons $P_k = 4$ avec $p = 1, 2, \dots, P_k$. L'information de l'utilisateur k se retrouve donc à être transmise à travers différents chemins le long desquels le signal peut rebondir et s'atténuer sur tous éléments ou structures séparant l'émetteur et le récepteur.

Différents types d'atténuations peuvent affecter le signal émis par un usager dans un trajet du canal:

- Atténuations causées par le passage dans une zone d'ombre (*shadowing*), zone dans laquelle le service n'est pas garanti, comme par exemple lors du passage dans un tunnel;
- Atténuations dues à la distance de l'utilisateur par rapport à la station de base. Au regard de la station de base, le signal de l'utilisateur k paraîtra plus atténué que celui de l'utilisateur k' sur la figure 2.2. C'est ce que traduit l'effet de proche-lointain (*Near-Far Effect*);

L'écart entre le délai de propagation le plus faible et le délai de propagation de plus élevé, soit respectivement $\tau_{k,2}$ et $\tau_{k,4}$ sur la figure 2.2, permet de calculer la dispersion des retards [3]. Cette dispersion, qui varie aléatoirement tout comme le canal, permet de caractériser ce dernier.

L'impact de cette dispersion des délais peut engendrer les canaux suivants :

- Si la dispersion des retards est inférieure à T , la durée d'un symbole, le canal est dit *non-sélectif en fréquence* (*flat fading*). Dans ce cas, l'amplitude du signal peut être sujet à de fortes variations aléatoires;
- Si la dispersion des retards est cette fois supérieure à T , le canal est dit *sélectif en fréquence*. Ce type de canal induit des interférences intersymboles, ISI (*Inter-Symbol Interferences*) : le symbole de l'instant n du signal transmis étant affecté par des symboles du même signal à des instants passés.

Rappelons que le temps d'un symbole, T , transmis par un système DS-CDMA dépend du facteur d'étalement N_c choisi. En effet $N_c = T/T_c$ et donc $T = N_c \times T_c$. Ce qui veut dire que plus N_c est petit plus T est petit. En effet T_c , le temps d'un chip, est fixé par le standard. Donc plus le débit des symboles transmis augmente et plus on a de chance d'avoir à faire avec des interférences intersymboles. Un MUD doit donc clairement prendre en compte les ISI.

Évidemment, un autre phénomène perturbateur important, d'une transmission sans fil, réside dans la vitesse de déplacement de l'utilisateur aussi que celles des éléments l'environnant. En effet, le mouvement du sujet et/ou des éléments l'entourant engendre un décalage en fréquence de la porteuse du signal transmis (*Doppler Shift*) [3]. Le rapport entre la vitesse relative entre l'utilisateur et la station de base, noté v , et le décalage de fréquence f_d est donnée par l'expression (2.6).

$$f_d = \frac{v}{\lambda_o} \cos(\theta), \quad (2.6)$$

avec λ_o la longueur d'onde du signal transmis et θ l'angle par rapport au récepteur. Ce décalage de fréquence caractérise également le canal de transmission :

- Si la largeur de bande du signal transmis est supérieure au décalage de fréquence maximum, on parle d'un canal à évanouissement lent : *slow fading channel*;
- Si la largeur de bande du signal transmis est inférieure au décalage de fréquence maximum, on parle d'un canal à évanouissement rapide : *fast fading channel*.

Dans ce cas, le canal de transmission, appelé canal sélectif en temps, change très rapidement et engendre ainsi de grande perturbation dans le signal [25].

Nous venons de faire l'état des principales perturbations que subit le signal de l'utilisateur k de la figure 2.2 lors de sa transmission vers la station de base. Dans le cas qui nous intéresse, on considère K usagers transmettant en simultanée et de manière asynchrone, comme définit dans le paragraphe précédent. Et évident, ces perturbations dues au canal de transmission à trajets multiples s'appliquent à tous les K usagers comme définit dans l'équation (2.3) avec $k = 1, 2, \dots, K$. Comme déjà évoqué, le canal de transmission avec toutes les perturbations qu'il engendre détruit l'orthogonalité imposée entre les usagers actifs. Il devient donc difficile de séparer au récepteur l'information des usagers les uns des autres. Ainsi dans ce cas, en plus de l'information de l'utilisateur k , il vient s'ajouter des résidus provenant des informations des autres $K-1$ usagers. Ces résidus sont les interférences d'accès multiples (MAI – *Multiple Access Interferences*).

II.2. DÉTECTEURS MULTI-USAGERS DE RÉFÉRENCES

Le rôle du récepteur de la station de base est donc de faire face aux interférences induites par le canal de transmission, décrit dans la section précédente, et permettre aussi de retrouver l'information transmise pour le plus grand nombre d'utilisateur possible.

Issu de la 2^{ème} génération de téléphone mobile, le récepteur Rake ignore la présence des interférences multi-usagers, MAI, dans son fonctionnement en les considérant plutôt comme du bruit. Cette hypothèse fait de ce dernier une solution peu viable pour répondre aux besoins de la technologie WCDMA. En effet, plus le nombre d'utilisateur augmente et moins il parvient à performer. La prise en compte des MAI constitue la particularité des détecteurs dits «multi-usagers», MUD. Verdú en est l'investigateur avec la méthode MLSD (*Maximum Likelihood Sequence Detector*) [7] et [6], dont les performances optimales d'annulation d'interférences contrastent avec sa complexité qui augmente dramatiquement avec le nombre d'utilisateurs. Ce fut ainsi le point de départ d'une littérature massive sur les MUD, à la recherche de solutions sous-optimales : performantes et dont les complexités permettent un fonctionnement en temps réel.

Basé sur notre modèle de transmission du DS-CDMA, nous ne ferons ici que la description mathématique des techniques MUD sélectionnées comme références pour nos simulations. Évidemment ce choix est relatif aux objectifs de notre sujet de recherche qui repose sur l'atteinte de bonnes performances et sur un soin particulier accordé à la complexité. Nous présenterons ainsi les trois récepteurs de station de base suivants :

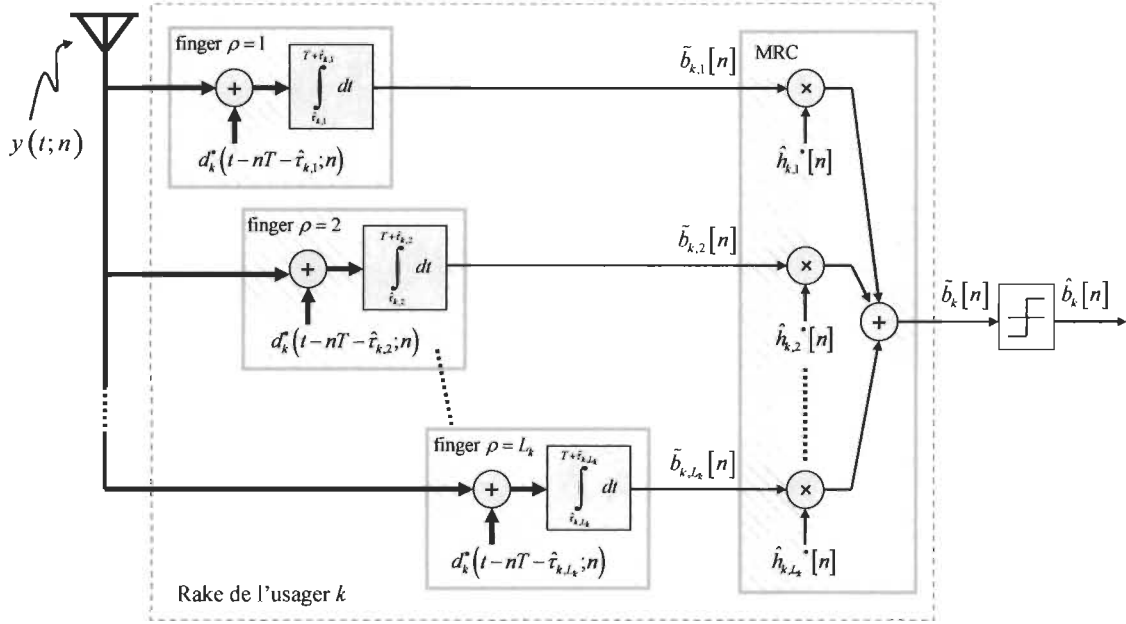
- le Rake [7] : ce récepteur est encore en service à cause de sa faible complexité, résultat d'un coût encore très avantageux comparativement aux MUD. En plus

d'être une référence de ce qui s'utilise encore dans l'industrie, cette méthode nous permettra de constater l'effet de la prise en compte des MAI en performance et en complexité;

- les méthodes IC (*Interferences Cancellor*): cette famille de récepteurs sous-optimaux est pressentie dans [5] comme la classe de MUD la plus susceptible d'être intégré dans une station de base; cela grâce à son bon compromis entre performance et complexité. Cette classe de méthode constitue notre référence principale;
- la méthode AL-MMSE MUD (*Adaptive Linear MMSE*) [18] et [23]: cette technique repose sur l'utilisation d'une méthode adaptative afin de lutter contre les distorsions du canal d'un système DS-CDMA. Nous analyserons la structure adaptative du AL-MMSE et la comparerons à celle de notre MUD afin de constater les avantages de notre technique. La description de cette méthode paraîtra dans le paragraphe suivant consacré plus précisément aux techniques adaptatives.

II.2.1. Méthode Rake

Le principe du récepteur Rake (en français râteau) vise à profiter des trajets multiples qui constituent le canal de transmission $h_k(t; n)$ de chaque usager k à l'instant n ; chacun des k canaux possédant P_k trajets (équation (2.3)). Pour se faire, on considère un nombre de trajets L_k par usager k avec $1 \leq L_k \leq P_k$ et $\rho = 1, 2, \dots, L_k$, appelé *finger* (*doigt* du râteau).


 Figure 2.3 : Principe du récepteur Rake appliqué à l'utilisateur k .

Le but consiste à exploiter la diversité spatiale offerte par chaque finger pour chaque utilisateur. Considérant uniquement l'utilisateur k , la figure 2.3 résume le principe du Rake.

Contrairement à (2.5), afin d'alléger la compréhension, considérons un signal reçu sans le signal pilot, $\bar{r}(t; n)$, comme suit :

$$\begin{aligned} y(t; n) &= r(t; n) + \eta(t) \\ &= \sum_{k=1}^K A_k b_k[n] \sum_{p=1}^{P_k} h_{k,p}[n] d_k(t - nT - \tau_{k,p}; n) + \eta(t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

À chaque finger ρ de l'utilisateur k , on effectue la corrélation entre le signal reçu (2.7) et le code d'étalement de l'utilisateur k à l'instant n :

$$\tilde{b}_{k,\rho}[n] = \frac{1}{T} \int_{\hat{\tau}_{k,\rho}}^{T + \hat{\tau}_{k,\rho}} y(t; n) d_k^*(t - nT - \hat{\tau}_{k,\rho}; n) dt \quad (2.8)$$

où $\tilde{b}_{k,\rho}[n]$, le résultat de la corrélation, représente la contribution du finger ρ sur l'information transmise par l'utilisateur k à l'instant n . Il faut préciser que ce calcul c'est fait à la fréquence du chip, $1/T_c$, et que son résultat est à celle du bit, $1/T$. Chaque «finger» est caractérisé par un délai $\hat{\tau}_{k,\rho}$, comme on peut le voir en (2.8), et un gain $\hat{h}_{k,\rho}[n]$. Ces informations sur le canal sont issues d'un estimateur de canal essentiel au fonctionnement du Rake. Les estimées des gains du canal de l'utilisateur k , $\hat{h}_{k,\rho}[n]$ avec $\rho = 1, 2, \dots, L_k$, sont utilisées afin de combiner les résultats de corrélation de tous les fingers. Il s'agit de la méthode de combinaison à taux maximal (MRC – *Maximum Ratio Combiner*) [7] :

$$\tilde{b}_k[n] = \sum_{\rho=1}^{L_k} \hat{h}_{k,\rho}^*[n] \tilde{b}_{k,\rho}[n] \quad (2.9)$$

Ainsi pondérée par les gains du canal, la recombinaison prend en compte l'effet de la puissance des trajets. Les symboles $\tilde{b}_k[n]$ sont les estimées dites «brutes» car aucune décision n'a encore été appliquée. Les données transmises par l'utilisateur k étant de type BPSK, on obtient les sorties «hard», notée $\hat{b}_k[n]$, avec la fonction de décision $\text{sign}(\bullet)$ tel que :

$$\hat{b}_k[n] = \text{sign}(\tilde{b}_k[n]),$$

où (2.10)

$$\text{sign}(\tilde{b}_k[n]) = \begin{cases} +1, & \text{si } \tilde{b}_k[n] \geq 0 \\ -1, & \text{si } \tilde{b}_k[n] < 0 \end{cases}$$

Si la méthode présente le fort avantage d'être de faible complexité, les performances de celle-ci dépendent de bon fonctionnement de l'estimateur de canal. Des erreurs sur les gains $\hat{h}_{k,\rho}[n]$ et les délais $\hat{\tau}_{k,\rho}$ des trajets des fingers affectent directement les résultats. Autres inconvénients majeurs, tirer profit des trajets multiples du canal peut s'avérer payant pour lutter contre les interférences intersymboles (ISI), mais inefficace contre les MAI. Si on remplace $y(t;n)$ dans (2.8) par son équation (2.7), en posant $L_k = P_k$ et que tous les usagers ont le même nombre de trajets, on obtient :

$$\begin{aligned}\hat{b}_k[n] &= \chi_{k,k} A_k b_k[n] + \sum_{k' \neq k}^K \chi_{k,k'} A_{k'} b_{k'}[n] + \eta'(t) \\ &\approx A_k b_k[n] + \text{MAI}_k + \eta'(t)\end{aligned}\quad (2.11)$$

avec $\chi_{k,k}$ et $\chi_{k,k'}$ respectivement les calculs de cross-corrélation et d'inter-corrélation des codes d'étalement :

$$\chi_{k,k} = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\rho=1}^{L_k} h_{k,\rho}^*[n] h_{k,\rho}[n] d_k^*(t - nT - \hat{\tau}_{k,\rho}; n) d_k(t - nT - \hat{\tau}_{k,\rho}; n) dt, \quad (2.12)$$

$$\chi_{k,k'} = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\rho=1}^{L_k} h_{k,\rho}^*[n] h_{k',\rho}[n] d_k^*(t - nT - \hat{\tau}_{k,\rho}; n) d_{k'}(t - nT - \hat{\tau}_{k',\rho}; n) dt \quad (2.13)$$

$$\eta'(t) = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\rho=1}^{L_k} h_{k,\rho}^*[n] d_k^*(t - nT - \hat{\tau}_{k,\rho}; n) \eta(t) dt. \quad (2.14)$$

On observe donc dans (2.11) que les symboles de l'utilisateur k estimés par le récepteur Rake sont, en plus du bruit $\eta'(t)$, durement affectés par des résidus issus des $K-1$ autres usagers : les MAI. En effet, les paramètres du canal de transmission, notamment ses

délais, détruisent l'orthogonalité entre les codes et le résultat du calcul d'inter-corrélation des codes d'étalement $\chi_{k,k}$ (2.13) est non-nul. On comprend ainsi que plus le nombre d'utilisateurs augmente plus cette composante prendra l'incidence sur le terme $b_k[n]$, soit le symbole parfaitement émis.

Notez que le code effectif $\Theta_k(t;n)$ qui apparaît dans (2.4) représente le code d'étalement convolué avec le canal de transmission, avec une taille de $N_\Theta = N_c + P_k - 1$, s'écrit

$$\begin{aligned}\Theta_k(t;n) &= d_k(t-nT;n) * h_k(t;n) \\ &= \sum_{p=1}^{P_k} h_{k,p}[n] d_k(t-nT-\tau_{k,p};n)\end{aligned}\quad (2.15)$$

Considérant son application dans le Rake avec les valeurs estimées du canal de transmission, on obtient alors

$$\begin{aligned}\hat{\Theta}_k(t;n) &= d_k(t-nT;n) * \hat{h}_k(t;n) \\ &= \sum_{\rho=1}^{L_k} \hat{h}_{k,\rho}[n] d_k(t-nT-\hat{\tau}_{k,\rho};n)\end{aligned}\quad (2.16)$$

Le code effectif regroupe donc tous les trajets d'un utilisateur k avec son code d'étalement à l'instant n . Ainsi l'estimation du symbole brute $\tilde{b}_k[n]$ (avant décision) retournée par le Rake pour l'utilisateur k à l'instant n donnée par les équations (2.8) et (2.9), peut aussi être obtenue en utilisant le code effectif comme suit :

$$\tilde{b}_k[n] = \frac{1}{N_\Theta T_c} \int_{(n-1)T+1}^{nT+N_\Theta T_c} y(t;n) \hat{\Theta}_k^*(t;n) dt. \quad (2.17)$$

II.2.2. Méthode MPIC

Nous venons de mettre en lumière l'inaptitude du Rake à lutter contre les interférences MAI; ce qui se traduit par l'apparition sur l'information estimée de résidus qui augmentent avec le nombre d'utilisateurs. La méthode MPIC (*Multistage Parallel Interference Canceller*) est une méthode non-linéaire composée de N_s étages consécutifs dont le but consiste à réduire la composante MAI de l'équation (2.11) au fur et à mesure de leur passage [5] et [7]. Afin d'atteindre son but, la technique MPIC cherche à estimer les interférences MAI de chacun des utilisateurs k à chaque étage s , avec $s = 1, 2, \dots, N_s$, puis à soustraire ces dernières, améliorant ainsi la détection de l'information.

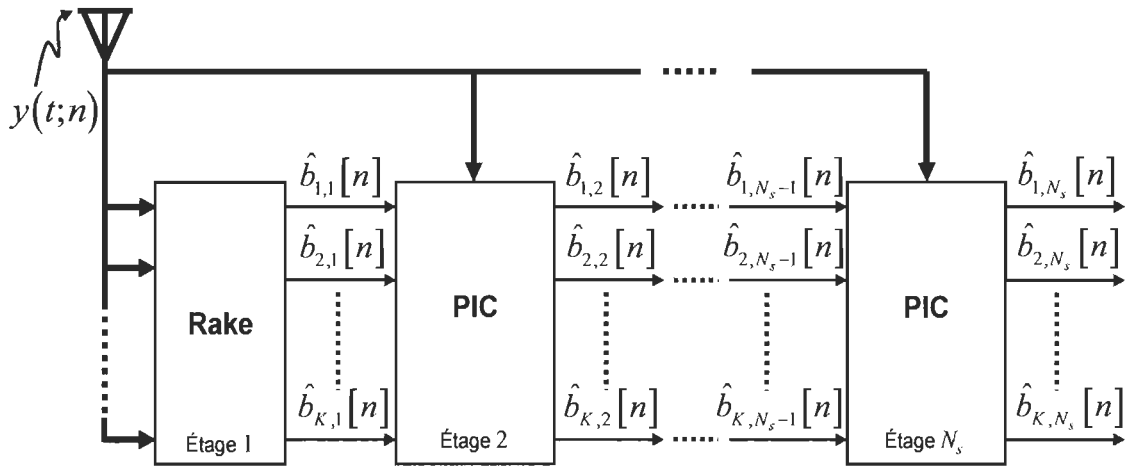


Figure 2.4 : Principe du récepteur MPIC

La figure 2.4 est une façon générale de représenter le détecteur MPIC composé de N_s étages. Comme on peut le voir le premier étage est constitué par un récepteur Rake, décrit dans la section précédente, qui fournit les estimées $\hat{b}_{k,1}[n]$ en parallèle à l'étage suivant nommé PIC pour «*Parallel Interference Canceller*»; pour tout n et tous les utilisateurs k . Ici avant de passer à la description des étages PIC, identiques d'étage en étage jusqu'à la fin

du processus, revenons sur les symboles estimés $\hat{b}_{k,s}[n]$ à chaque étage s . En effet il est important de comprendre ici qu'à partir des données brutes $\tilde{b}_{k,s}[n]$ deux principaux types de décisions sont possibles afin d'obtenir ces symboles estimés $\hat{b}_{k,s}[n]$: (i) une décision «*hard*» comme montrée dans l'équation (2.10) avec l'utilisation de la fonction $\text{sign}(\bullet)$ [11] ou (ii) une décision dite «*soft*» qui de façon moins drastique que la décision hard permet d'orienter la décision tout en gardant une marge de doute. Notons que la fonction de décision soft la plus populaire pour la méthode MPIC est la fonction tangente hyperbolique, $\tanh(\bullet)$ [10]. Cette fonction de décision, quelle qu'elle soit est effectuée bien évidemment à la sortie du Rake, et est considérée réalisée dans le bloc Rake de la figure 2.4 pour chaque usager k et chaque symbole n .

Considérant ici un MPIC au niveau chip, tous les étages PIC de la figure 2.4 se composent de deux étapes principales (i) l'annulation des interférences (IC – *Interference Cancellor*) et (ii) le passage de nouveau dans le Rake. Puisque ces étapes ont identiques pour chacun des N_s-1 PIC de la structure, plaçons nous à l'étage s afin d'en faire la description. L'étape d'annulation d'interférence (IC) du PIC de l'étage s consiste dans un premier temps à ré-étaler le signal pour chaque usager k à partir des symboles estimés $\hat{b}_{k,s-1}[n]$, des estimées du canal de transmission ainsi que du code d'étalement $d_k(t;n)$, comme suit :

$$\begin{aligned} z_{k,s}(t;n) &= \hat{A}_k \hat{b}_{k,s-1}[n] \sum_{\rho=1}^{L_k} \hat{h}_{k,\rho}[n] d_k(t - nT - \hat{\tau}_{k,\rho}; n) \\ &= \hat{A}_k \hat{b}_{k,s-1}[n] \hat{\Theta}_k(t;n) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Ainsi $z_{k,s}(t;n)$ est le signal ré-étalé au niveau chip correspondant au symbole $\hat{b}_{k,s-1}[n]$. À partir de ces signaux ré-étalés, la méthode construit une estimation des interférences pour chaque usager k de l'étage s , notée $\hat{I}_{k,s}(t;n)$ (2.19). Puis ces signaux interférences $\hat{I}_{k,s}(t;n)$ et le signal reçu $y(t;n)$ sont utilisés pour calculer une estimation de la contribution de l'utilisateur k du signal reçu noté $\hat{y}_{k,s}(t;n)$ (2.20).

$$\hat{I}_{k,s}(t;n) = \sum_{k'=1}^K z_{k',s}(t;n) - z_{k,s}(t;n) = \sum_{k'=1, k' \neq k}^K z_{k',s}(t;n). \quad (2.19)$$

$$\hat{y}_{k,s}(t;n) = y(t;n) - \hat{I}_{k,s}(t;n). \quad (2.20)$$

Ce signal $\hat{y}_{k,s}(t;n)$, qui se veut moins interféré par les MAI qu'à l'étage précédent, devient l'entrée de la deuxième étapes du bloc PIC de l'étage s et passe donc de nouveau dans le Rake. Ainsi le Rake retourne pour chaque usager k en parallèle les symboles brutes $\tilde{b}_{k,s}[n]$, sur lesquels est appliquée une fonction de décision afin d'obtenir les symboles $\hat{b}_{k,s}[n]$. Ces derniers servent d'entrée au prochain étage $s+1$ ou peuvent être les symboles estimés finaux de la méthode si $s=N_s$.

Les performances d'annulation d'interférences de la méthode MPIC dépendent directement de la qualité d'estimation des symboles $\hat{b}_{k,s}[n]$ à chaque étage. Meilleure est l'estimation des symboles, meilleure sera la construction des signaux d'interférences et meilleures seront les performances. Pour cela, le ré-étalement des données, équation (2.18), peut se faire à partir des données $\hat{b}_{k,s}[n]$ «*hard*» ou «*soft*». On parle ainsi de Hard-MPIC et de Soft-MPIC [5].

Dans le cas du Hard-MPIC, une erreur sur un symbole de l'utilisateur k à l'étage s aura de fortes conséquences sur les performances d'annulation puisque que les interférences $\hat{I}_{k,s}(t;n)$ seront mal estimées. Toutefois, la complexité s'en trouve bien allégée puisque l'on réalise ici des multiplications par $+1$ ou -1 .

La méthode Soft-MPIC, par le biais de fonctions de décision non-linéaires comme la tangente hyperbolique, permet de faire plus ou moins confiance aux symboles estimés en tenant compte de leur amplitude. De cette façon, l'accumulation des erreurs est limitée ce qui permet en définitif au Soft-MPIC de mieux performer que le Hard-MPIC. Évidemment, le fait de conserver des symboles soft dans la construction des interférences à chaque étage augmentent le nombre de multiplications et par là même la complexité.

Le MPIC décrit ici fonctionne à la fréquence du chip. Il est également possible de réaliser cette méthode à la fréquence du bit [5] et [25]. Dans ce cas, il est nécessaire de construire la matrice d'auto-corrélation des codes effectifs $\hat{\Theta}_k(t;n)$. Son calcul ainsi que son utilisation peuvent rendre cette version plus complexe que la méthode MPIC.

Dû au bon compromis entre performances et complexité offert par ce concept d'annulation d'interférences, de nombreuses variantes de la méthode IC ont émergé de la littérature pour répondre à la problématique du MUD de la station de base. On utilisera notamment la version DF-soft-MPIC [25] (*Decision Feedback Soft MPIC*) comme méthode de référence puisqu'elle en est la version la plus performante : avec son retour de décision utilisant les données de tous les usagers des étages précédents. Cependant on observera que ce gain de performance se fait au détriment de sa complexité ainsi que du parallélisme de sa structure qui complique l'intégration en VLSI.

Enfin il est important de mentionner les méthodes MSIC (*Multistage Successive Interference Canceller*) [7] qui comme son nom l'indique effectuent l'annulation d'interférences non pas parallèlement entre les usagers mais successivement à chaque étage. Pour se faire, un classement des usagers est réalisé en fonction de la puissance de leurs signaux : soit du plus facile à détecter au plus dur. Les interférences MAI et ISI sont ainsi retranchées successivement entre usagers ce qui permet d'améliorer la détection des usagers difficiles. La complexité arithmétique est identique à celle d'un MPIC ayant le même type de décision. Toutefois le temps de la latence correspondant à la détection d'un symbole de l'utilisateur k , τ_k^{lat} , s'en trouve fortement augmentée : $\tau_k^{lat} = O(N_s)$ pour le MPIC et $\tau_k^{lat} = O(KN_s)$ pour le MSIC; avec $O(\bullet)$ la notation pour *de l'ordre de*.

Comme déjà dit les méthodes MUD basées sur le concept IC, puisqu'elles prennent en compte les MAI, offrent de bonnes performances et, suivant leur configuration, une complexité raisonnable [5]. Ces dernières tout comme le Rake nécessite l'apport d'un estimateur de canaux et leurs performances dépendent donc de la qualité d'estimation des gains (*taps*) et délais des chemins multiples des canaux de transmission des K usagers.

II.3. APPROCHES ADAPTATIVES

II.3.1. Motivations et choix liées à l'approche adaptative

Comme déjà évoqué, l'approche de notre sujet de recherche repose sur l'utilisation de filtres adaptatifs. Cette orientation est due essentiellement au désir de concevoir une méthode MUD performante dont la complexité puisse permettre un fonctionnement en

temps réel pour un maximum d'utilisateurs en simultanée. Cette recherche de compromis entre performance et complexité est donc à la base de nos travaux.

Or dans [43], S. Haykin énumère clairement qu'un filtre a pour but l'atteinte du meilleur compromis entre les différents facteurs de performance d'un filtre, que sont : la vitesse de convergence, la précision sur l'estimation des coefficients adaptés, la capacité d'une méthode à s'adapter à un changement brusque du canal de transmission (*tracking* - poursuite), la robustesse aux variations (Une faible variation à l'entrée reste-t-elle une faible variation en sortie?), la complexité arithmétique, la structure favorable ou non à une bonne intégration en VLSI et enfin les propriétés numériques relatives à l'impact de l'erreur de quantification sur les performances de la méthode. Ces facteurs sont aussi bien des critères de performances que de complexité.

Un autre point d'intérêt réside dans le propre d'une méthode adaptative : celui de «s'adapter». En effet, le succès d'une technique adaptative dépend également des entrées qui lui sont fournies et de la structure dans laquelle elle est insérée. Ce point sera fortement exploité dans notre sujet.

Nous comptons donc tirer profit de la flexibilité qu'offrent l'utilisation et le choix d'une méthode adaptative pour atteindre nos objectifs. Comme on peut le constater dans [43], il existe plusieurs classes de techniques adaptatives, chacune d'elles ayant leurs caractéristiques. Notre souci d'éviter la complexité arithmétique, et de favoriser ainsi l'implantation, nous a donc conduit vers la famille des méthodes de gradients stochastiques dont l'algorithme LMS (*Least Mean Square*) en est le membre le plus important. En effet, sa popularité est issue directement de sa faible complexité de calcul et de sa structure adéquate pour l'implantation [43] et [44]. Néanmoins, son inconvénient

majeur reste sa lente convergence qui vient même mettre en défaut son atout en complexité puisqu'elle demande plus de répétitions de calcul pour converger.

Nous avons donc réalisé un large recensement, exposé en Annexe A, des méthodes dérivées du LMS présentant : des méthodes conçues pour réduire d'avantage sa complexité, pour améliorer son intégration et des propositions concernant une amélioration de sa vitesse de convergence. À partir de ce recensement, nous avons choisi la méthode SM-NLMS (*Set Membership – Normalized LMS*) [46] comme étant la plus intéressante pour notre application. En voici les raisons :

- cette méthode observe une meilleure convergence que la méthode NLMS (*Normalized LMS*) [43] dont la vitesse de convergence est elle-même meilleure que celle du LMS;
- contrairement au LMS et au NLMS, la méthode SM-NLMS possède un pas de convergence dynamique. De cette façon, ce dernier s'adapte aux situations changeantes comme c'est le cas dans le contexte DS-CDMA et assure ainsi la convergence de la méthode;
- enfin la particularité de son pas de convergence dynamique est tel qu'il permet d'éviter le passage par certains calculs. Sa complexité arithmétique de calcul est ainsi comprise entre celle du LMS et NLMS.

Cette méthode adaptative SM-NLMS et son comportement vont nous apparaître plus en détail dans le prochain paragraphe dans lequel est présentée l'application de cet algorithme à un MUD dans le contexte DS-CDMA.

II.3.2. Description et étude du AL-MMSE MUD

Notre première étude, qui a fait l'objet d'un rapport interne exposé en annexe B, a consisté à appliquer de manière réaliste la méthode SM-NLMS au MUD AL-MMSE (*Adaptive Linear MMSE*) [18] dans le contexte DS-CDMA en sens *Uplink*. L'intérêt de cette étude est multiple. En plus de présenter les équations du SM-NLMS, elle nous a permis, dans un premier temps, de constater la difficulté liée à l'application d'une méthode adaptative dans cette technologie de manière réaliste. On introduira ainsi le générateur de séquence d'apprentissage déjà utilisé et breveté dans les travaux de notre laboratoire [37]. Dans un deuxième temps, cette étude observe les comportements des méthodes adaptatives SM-NLMS [46], LMS, NLMS et RLS [43] appliquées au MMSE MUD et l'incidence de leurs paramètres sur les performances et à la complexité du MUD. Nous constaterons l'apport de la méthode SM-NLMS.

La description de la méthode SM-NLMS appliquée au AL-MMSE MUD s'appuie sur le modèle DS-CDMA décrit dans ce chapitre. Comme le montre la figure 2.5, avec le positionnement des interrupteurs, le fonctionnement de ce récepteur se décompose en deux phases :

- une phase «adaptation», durant laquelle sont estimés les coefficients \mathbf{w}_k des filtres de chaque usager k ;
- et une phase «détection» qui utilisent ces coefficients pour détecter les symboles transmis.

Commençons par décrire la phase détection même si celle-ci apparaît après la phase adaptation, de cette façon on commence par comprendre le but de la méthode.

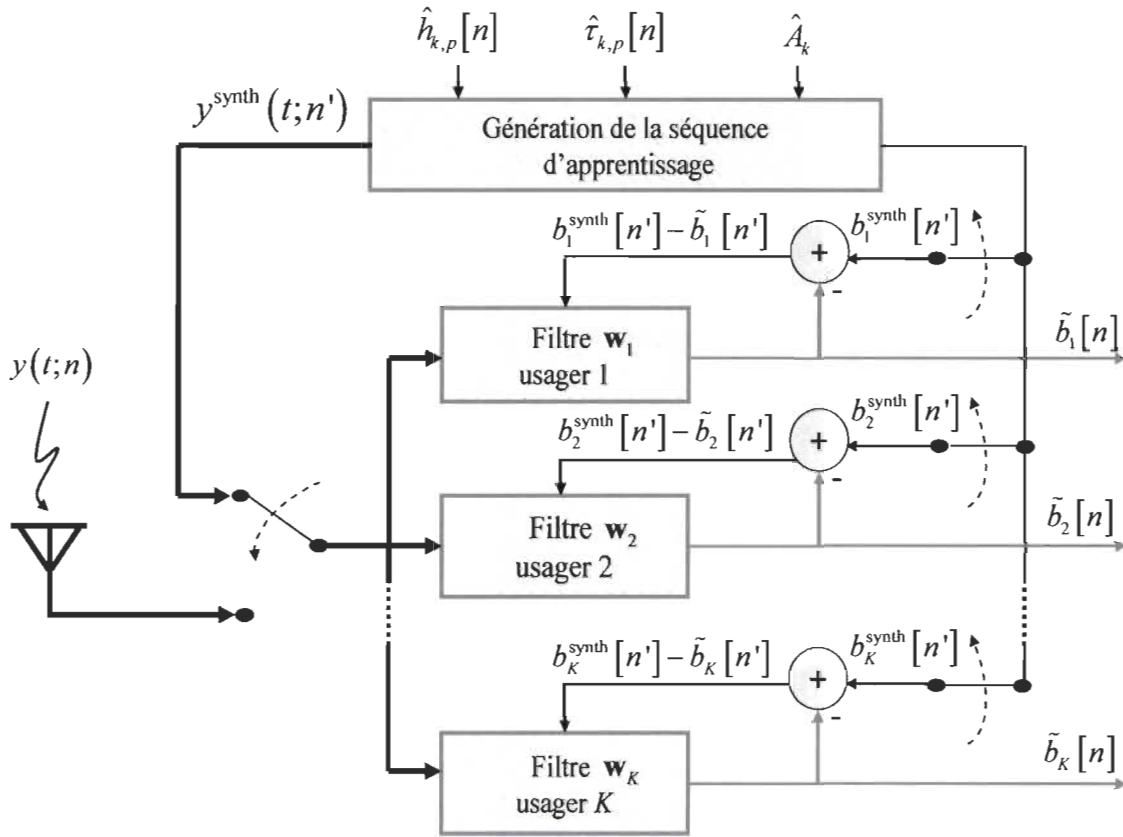


Figure 2.5 : Principe du récepteur AL-MMSE MUD.

II.3.2.1. Phase de Détection

Une fois la phase adaptation effectuée, chaque usager se retrouve en possession d'un filtre \mathbf{w}_k conçu pour lutter contre les interférences MAI et ISI. Dans notre sujet de recherche, les codes d'étalement $d_k(t; n)$ décrit en (2.2) sont considérés courts [2] : dans un slot, ces codes de tailles N_c se répètent et sont au nombre de $N_{nc} = 256 / N_c$. Évidemment il y a autant de codes d'étalement que de codes effectifs $\Theta_k(t; n)$ et par là même autant de sous-filtres par usager k . Ainsi les filtres \mathbf{w}_k sont composés de N_{nc} sous-filtres, dont la

taille a été posée ici égale à $N_{SF} = 2N_c$. Le filtre \mathbf{w}_k dont la taille totale est définie par

$N_{\mathbf{w}} = N_{nc}N_{SF}$ peut s'écrire :

$$\mathbf{w}_k = \left[\mathbf{w}_{k,1}^T, \mathbf{w}_{k,2}^T, \dots, \mathbf{w}_{k,\nu}^T, \dots, \mathbf{w}_{k,N_{nc}}^T \right]^T, \quad (2.21)$$

où $\mathbf{w}_{k,\nu}$ est le sous-filtre du $k^{\text{ième}}$ usager composé de N_{SF} coefficients avec $1 < \nu \triangleq \text{mod}(n, N_{nc}) \leq N_{nc}$. Ici, ν avec la fonction $\text{mod}(\bullet)$ permet de représenter la répétition des filtres.

À partir du signal reçu, $y(t; n)$ (sans pilot comme dans (2.7)) mis sous la forme vectorielle (2.23) avec $\bar{\tau}_k$, le délai correspondant au gain maximal du canal de l'utilisateur k ,

$\max_p \left(\hat{h}_{k,p}[n] \right)$, on peut décrire la phase détection comme suit :

$$\tilde{b}_k[n] = \mathbf{w}_{k,\nu}^H \mathbf{y}[n] \quad (2.22)$$

avec

$$\mathbf{y}[n] = \begin{bmatrix} \hat{y}\left(\left((n-1)N_{SF} - N_{decal} + 1\right)T_c + \bar{\tau}_k; n\right) \\ \hat{y}\left(\left((n-1)N_{SF} - N_{decal} + 2\right)T_c + \bar{\tau}_k; n\right) \\ \vdots \\ \hat{y}\left(\left(nN_{SF} - N_{decal}\right)T_c + \bar{\tau}_k; n\right) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Dans (2.21) $\tilde{b}_k[n]$ est la représentation brute du symbole de l'utilisateur k à l'instant n . Le symbole détecté correspondant à la décision hard est défini par $\hat{b}_k[n] = \text{sign}(\tilde{b}_k[n])$.

Enfin dans la représentation vectorielle, $\mathbf{y}[n]$, le signal est appliqué à l'instant n à un

sous-filtre de taille N_{SF} . De plus, le terme N_{decal} suivant sa valeur permet de centrer le vecteur d'entrée afin de prendre en compte les interférences intersymboles.

II.3.2.2. Phase d'adaptation

Évidemment cette phase nécessite une séquence d'apprentissage afin d'adapter les coefficients des filtres \mathbf{w}_k de chaque usager k . Il se pose ici le premier questionnement à propos de la mise en œuvre réaliste d'une méthode MUD adaptative. En effet, la plus part des méthodes adaptatives proposées dans la littérature pour le contexte DS-CDMA, [2] et [3], considère cette séquence d'apprentissage disponible. Or, les systèmes commerciaux DS-CDMA existants (WCDMA et cdma2000 [3]) ne fournissent pas de telles séquences de longueur adéquate. Il faut donc, afin de poursuivre dans un cadre réaliste, passer dans un bloc générateur de séquences d'apprentissage comme réalisé dans les travaux précédents de notre laboratoire [37]. Dans ce bloc, nous synthétisons alors des signaux d'entraînement à partir des données calculées par l'estimateur de canal en considérant les étapes suivantes :

- (i) en utilisant une distribution donnée, sont créés des symboles d'apprentissage $b_k^{\text{synth}}[n']$ pour les K usagers appartenant à l'espace S comme les symboles originalement transmis. On note $n'=1,2,\dots,N^{\text{synth}}$ l'indice des symboles de la phase d'adaptation. N^{synth} définit le nombre d'itérations nécessaires à la phase d'adaptation;

- (ii) en utilisant les signaux \hat{A}_k , $\hat{h}_{k,p}[n]$ et $\hat{\tau}_{k,p}$ fournis par l'estimateur de canal du $k^{\text{ième}}$ utilisateur et le code d'étalement, $d_k(t; n')$, disponible au récepteur, nous construisons le signal reçu synthétisé, $y^{\text{synth}}(t; n')$, ici sans les parties du pilot et du bruit additif de la même façon que fait dans les équations (2.4) et (2.5) :

$$y^{\text{synth}}(t; n') = \sum_{k=1}^K \hat{A}_k b_k^{\text{synth}}[n'] \hat{\Theta}_k(t; n'), \quad (2.24)$$

avec

$$\hat{\Theta}_k(t; n') = \hat{h}_k(t; n') * d_k(t; n'), \quad (2.25)$$

$$\hat{h}_k(t; n') = \sum_{p=1}^{P_k} \hat{h}_{k,p}[n'] \delta(t - \hat{\tau}_{k,p}) \quad (2.26)$$

À partir de ces données d'apprentissage, on peut débiter la phase adaptation. Cette mise à jour des coefficients est réalisée ici par la méthode SM-NLMS [46] comme le montre les équations (2.27) à (2.29), où la forme matricielle $\mathbf{y}^{\text{synth}}[n']$ est composée de la même façon que $\mathbf{y}^{\text{synth}}[n']$ (2.23).

$$e_{k,\nu}^{\text{synth}}[n'] = b_k^{\text{synth}}[n'] - \mathbf{w}_{k,\nu}[n']^H \mathbf{y}^{\text{synth}}[n'], \quad (2.27)$$

$$\mathbf{w}_{k,\nu}[n'+1] = \mathbf{w}_{k,\nu}[n'] + \mu_{k,\nu}[n'] \frac{e_{k,\nu}^{\text{synth}}[n'] \mathbf{y}^{\text{synth}}[n']}{\mathbf{y}^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}^{\text{synth}}[n']} \quad (2.28)$$

$$\mu_{k,v}[n'] = \begin{cases} 1 - \frac{\lambda}{|e_{k,v}^{\text{synth}}[n']|}, & \text{si } |e_{k,v}^{\text{synth}}[n']| > \lambda \\ 0, & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (2.29)$$

ici, $e_{k,v}[n']$ constitue l'erreur pour l'utilisateur k lié au n' ^{ième} symbole à la sortie de v ^{ième} sous-filtre. $\mu_{k,v}[n']$, le pas de convergence du sous-filtre v , évolue dynamiquement en fonction de la constante choisie λ . Il faut noter que l'expression (2.29) établit deux faits:

- (i) le terme $1 - \lambda / |e_{k,v}[n']|$ est toujours inférieur à 1 si $|e_{k,v}[n']| > \lambda$, ce qui garantit la stabilité de la méthode;
- (ii) d'un autre côté quand $\mu_{k,v}[n'] = 0$, la mise à jour (2.28) n'est pas effectuée, ce qui peut permettre de diminuer le nombre d'opérations et le temps de calcul.

II.3.2.3. Études et résultats d'intérêt

Dans le rapport technique [R1] (chapitre des publications en annexe B), nous avons appliqué la méthode SM-NLMS au AL-MMSE MUD dans le contexte DS-CDMA. Dans un souci de comparaison, la méthode AL-MMSE MUD adaptée avec les techniques LMS, NLMS et RLS, ainsi que les récepteurs Rake et DF-soft-MPIC ont également été simulés. Les simulations de cette étude et celles de la majorité de ce sujet de recherche ont été effectuées dans une plateforme DS-CDMA, basée sur le logiciel Matlab, qui a fait ses preuves lors de projets de doctorat précédents [25] et [31]. Les conditions de base de l'étude sont résumées dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 : Paramètres de simulation de l'étude du comportement des méthodes adaptatives dans un MUD

Paramètres	Valeurs
Nombre d'utilisateurs impliqués	$K = 10$
Vitesse de déplacement des utilisateurs	3km/h
Niveau de bruit	SNR=10dB
Débit de transmission	64 Kb/s $\Leftrightarrow N_c = 16$
Nombre de chemin du canal	$P_k = 60$
Type de canal	Vehicular A
Fréquence de transmission	2 GHz
Données Transmise par slot	$N = 160$
Données d'Apprentissage par utilisateur	$N^{\text{synth}} = 15 \times 160$
Estimateur de canal	Corrélateur [67]
Nombre de répétition de simulation	3000 slots

Dans ce tableau le type de canal est qualifié de «Vehicular A» signifie que, pour tous les utilisateurs, la dispersion des chemins multiples d'importance (de gains élevés) est faible; à la différence d'un canal de transmission dit «Vehicular B». Étant donné que la vitesse des utilisateurs est faible (déplacement à pied), ce canal de transmission est stationnaire.

Enfin l'estimation des délais est considérée parfaite, celles des gains des canaux est réalisée par le corrélateur [67] : méthode choisie pour son utilisation dans l'industrie à cause de sa relative faible complexité même si les résultats ne sont pas parfaits. Résumons les résultats importants du rapport technique présenté en intégralité en l'annexe B, s'y référer pour plus de détails et pour observer les courbes :

- Contrairement aux méthodes LMS et NLMS avec leur pas de convergence ajustable, le SM-NLMS appliqué au MUD présente des performances en BER stables en fonction de la valeur de son paramètre d'adaptation λ . Le peu de

sensibilité vis-à-vis des performances nous assure l'atteinte de bons résultats sans nous soucier de l'ajustement de son paramètre d'adaptation.

- Toutes les méthodes ont été simulées afin d'obtenir des performances en BER en fonction du niveau de bruit (SNR), du nombre d'utilisateurs, et de la vitesse de déplacement des utilisateurs. Les méthodes AL-MMSE adaptées avec le NLMS, le SM-NLMS et le RLS ainsi que le DF-soft-MPIC atteignent des résultats similaires dans chacun des cas; mise à part en fonction de la vitesse où la méthode DF-soft-MPIC s'est montrée plus sensible à ce facteur. Le récepteur contenant le LMS a fini, quant à lui, par diverger en fonction du niveau de bruit et à retourner un moins bon BER pour un grand nombre d'utilisateurs : ceci étant dû au choix de son pas de convergence qu'il aurait fallu réajuster. On remarque aussi ici les pauvres performances du Rake comparé aux MUD : à un BER de 10% les méthodes multi-utilisateurs observaient déjà un gain de 4dB face au Rake.
- Avec son paramètre λ choisi ici égal aux valeurs $\lambda = [0.0035 \ 0.07 \ 0.9]$, la méthode SM-NLMS définit ainsi un seuil pour l'erreur de convergence atteinte (2.27) à partir de laquelle la mise à jour des coefficients est évitée. La figure 2.6, issue du rapport technique, illustre le pourcentage de mises à jour, équation (2.28), effectuées par la méthode SM-NLMS en fonction du nombre d'utilisateurs ainsi que des paramètres λ . Ainsi on observe que les pourcentages de mises à jour des coefficients varient : de 35% à 90% pour $\lambda = 0.07$ et de 25% à 60% pour $\lambda = 0.9$. Évidemment pour $\lambda = 0.0035$, soit pour une erreur de convergence assez faible, le pourcentage de mise à jour des coefficients varie entre 80 et 100%. Notons que les performances obtenues pour $\lambda = 0.9$ sont sensiblement

moins bonnes que celles obtenues avec les autres valeurs de λ , étant donné que l'on limite ainsi l'erreur de convergence à 0.9. La méthode SM-NLMS offre

- ainsi un choix de compromis entre performance et complexité. En effet, le fait
- d'éviter le calcul de nouveaux coefficients sauve un nombre considérable d'opérations arithmétiques : cette mise à jour, équation (2.28), à l'itération n' du sous-filtre ν de l'utilisateur k coûte $2+4N_c$ multiplications complexes, $2N_c$ additions complexes et une division réelle. Enfin il a été montré que la complexité du SM-NLMS par rapport sa valeur λ se place entre celle du LMS et du NLMS.

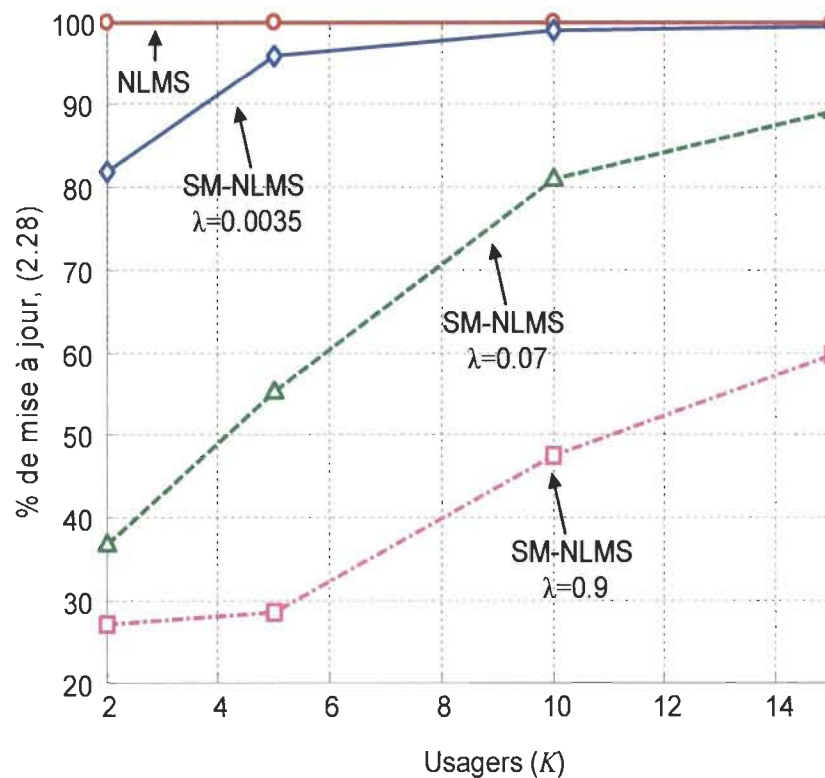


Figure 2.6 : Pourcentage de mises à jour, équation (2.28), en fonction du nombre d'utilisateurs pour NLMS et SM-NLMS considérant $\lambda = [0.0035 \ 0.07 \ 0.9]$.

II.4. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de décrire le modèle mathématique de la transmission sans fil que nous utilisons dans notre sujet de recherche, allant des usagers vers la station de base basée sur le système DS-CDMA. Les distorsions et interférences principales engendrées par un tel canal de transmission ont par la suite été exposées. Nous avons ainsi pu comprendre l'importance et le rôle du récepteur MUD afin de pouvoir notamment transporter de l'information à haut débit pour un maximum d'usagers en simultanées.

La description du récepteur Rake, issu de la 2^{ème} génération de téléphone cellulaire, nous a permis de constater l'impact des interférences multi-usagers (MAI) en les visualisant sous forme d'équations. Choies comme références dans nos travaux, puisqu'apparaissant de façon évidente dans la littérature comme la famille de MUD la plus prometteuse, nous avons accordé une attention particulière à la méthode MPIC et à quelque'une de ces variantes.

Enfin, à la base de notre approche, nous avons consacré un paragraphe sur les méthodes adaptatives et leurs applications à un MUD dans le contexte DS-CDMA avec la présentation de notre première étude, Annexe B. Le récepteur adaptatif AL-MMSE MUD basé sur la technique SM-NLMS, choisie d'après notre recensement présenté en Annexe A, a ainsi été décrit. Voici les points importants issus de cette étude considérant les objectifs de notre sujet de recherche :

- Les systèmes DS-CDMA ne fournissent pas de séquences d'apprentissage adéquates pour une utilisation réaliste d'un MUD adaptatif. Il est donc nécessaire de synthétiser cette séquence à partir des estimées du canal de transmission comme réalisé par les équations (2.24) à (2.26).

- Afin de se rapprocher des performances en BER du DF-soft-MPIC, les méthodes adaptatives AL-MMSE MUD nécessitent $N^{\text{synth}} = 15 \times 160$ itérations par slots et par usager pour estimer leurs coefficients; soit 15 fois le nombre de données transmises par un usager dans une slot. Considérant le nombre d'usagers que l'on veut détecter et la grande dimension des filtres à adapter, ce nombre d'itérations mène à une trop forte complexité. Il est pour nous nécessaire d'atteindre de bonnes performances avec une taille N^{synth} plus faible.
- La méthode SM-NLMS analysée dans notre étude a démontré d'excellentes qualités pour ce type d'application. Son pas de convergence dynamique assure une stabilité en performance vis-à-vis des éléments extérieurs, que ce soit en fonction du bruit, de la vitesse ou du nombre d'usagers qui peuvent changer de façon aléatoire. Si cette méthode apporte des assurances aux niveaux des performances, son pas de convergence conduit également à d'intéressantes économies de calcul, en évitant les opérations de mises à jour des coefficients en fonction de son paramètre d'adaptation λ . Ainsi dans cette méthode λ permet à lui seul de régler le compromis entre les performances et la complexité tout en assurant la stabilité de l'algorithme.

Fort de ces constats, des descriptions du modèle de transmission et des méthodes de références, nous allons pouvoir maintenant exposer dans le prochain chapitre la famille de récepteur multi-usager proposée dans ce sujet de recherche.

CHAPITRE III

FAMILLE DE MÉTHODES MUD PROPOSÉE

Dans ce chapitre nous proposons une famille d'algorithmes MUD améliorant les performances des systèmes DS-CDMA en luttant efficacement contre les interférences MAI et ISI tout en favorisant la mise en œuvre en technologie VLSI. Précisons que l'on parle ici d'une famille de détecteurs multi-usager puisqu'à partir de la même structure de base plusieurs configurations et algorithmes peuvent y être appliqués suivant les résultats visés en performances et complexité.

Dans le souci de présenter cette de famille de la façon la plus complète possible, ce chapitre est organisé comme suit : La première section, III.1, exposera le principe

générale de la famille de MUD nommée ADIC pour «*Adaptive Duplicated filters and Interference Canceller*». Ici, en plus de sa structure générale composée d'un bloc adaptation et d'un bloc détection, on pourra aussi comprendre ce qui a mené à sa réalisation. La présentation de la famille de MUD proposée débutera avec les équations et configurations possibles de la structure du bloc détection dans la section III.2. La section III.3 fera la description mathématique du bloc adaptation : deux méthodes distinctes, issues de cette même famille mais avec des philosophies d'adaptation différentes, y seront présentées. La section III.4 sera consacrée aux détails d'une stratégie proposée afin d'intégrer la méthode ADIC dans un FPGA. Par la suite, la section III.5 exposera les résultats en performances et en complexité des deux ADIC méthodes décrites ici ainsi qu'une estimation de leurs ressources matérielles obtenues à partir de la stratégie d'implantation VLSI dans le respect des contraintes de la technologie. Enfin, une conclusion fera le point sur la pertinence de cette famille de récepteur multi-usagers.

III.1. PRINCIPE DE BASE DE LA FAMILLE ADIC

La conception de la famille de détecteur multi-usager ADIC s'appuie sur quelques constats principaux abordés dans le chapitre précédents :

- L'utilisation d'une méthode adaptative nous apparaît comme une approche des plus intéressantes. En effet, la flexibilité de ces algorithmes itératifs peut mener à un compromis entre performances et complexité essentiel à l'atteinte de nos objectifs. N'oublions pas qu'en plus d'une moindre complexité de calcul arithmétique comparativement aux méthodes basées sur des calculs matriciels, les méthodes adaptatives, grâce à leur régularité architecturale,

peuvent permettre de tirer avantages de techniques VLSI d'implantation (pipeline, architectures systoliques...) [41];

- Si l'on veut se placer d'un point de vue réaliste, il est nécessaire de générer les données d'apprentissage, comme montré dans la section II.3.2.2 du chapitre précédent, puisque la technologie n'en fournit pas;
- La méthode AL-MMSE MUD, quelle que soit la méthode itérative employée, en se basant sur le signal reçu contenant l'information de tous les usagers permet d'obtenir des résultats similaires au DF-soft-MPIC. Toutefois, comme déjà évoqué, on considère le nombre d'itérations menant à ces résultats trop élevés pour favoriser une implantation en temps réel pour un maximum d'utilisateurs. Notre méthode doit être économe en nombre d'itérations afin d'assurer une faible complexité de calcul;
- Enfin comme révélé dans la littérature, les méthodes MUD basées sur l'annulation d'interférences (IC – *Interference Canceller*) organisées en étages comme le MPIC décrit en II.2.2., éveillent notre intérêt puisqu'elles représentent une solution performante pour faire face aux MAI en conservant une complexité acceptable [5].

Le principe général des méthodes ADIC est représenté par la figure 3.1. Comme on peut l'observer, notre famille de MUD repose sur l'utilisation de deux blocs distincts : le bloc de la «phase adaptation» et celui de la «phase détection». Notons qu'un estimateur de canaux, extérieur au MUD, fournit aux deux phases les paramètres du canal de transmission utiles à leur fonctionnement : \hat{A}_k , $\hat{h}_{k,p}[n]$ et $\hat{\tau}_{k,p}$ pour $k=1,2,\dots,K$ et

$p = 1, 2, \dots, P_k$. Chronologiquement, à partir des paramètres du canal, le bloc de la phase adaptation détermine pour chaque usager k des coefficients \mathbf{w}_k , puis les transmet au bloc de la phase détection qui, basé sur une structure en étage de type IC, utilise ces coefficients et le signal reçu $y(t; n)$ afin d'estimer les symboles pour les K usagers $\{\hat{b}_k[n]\}_{k=1}^K$. Ces coefficients \mathbf{w}_k , dument adaptés, ont pour objectif de lutter efficacement contre les interférences MAI et ISI tout en observant une moindre complexité de calcul que le passage par les coefficients du Rake. De plus, plus les coefficients performeront et moins d'étages de la structure IC de détection seront nécessaires pour obtenir de bons résultats ce qui se solde par une diminution de la complexité.

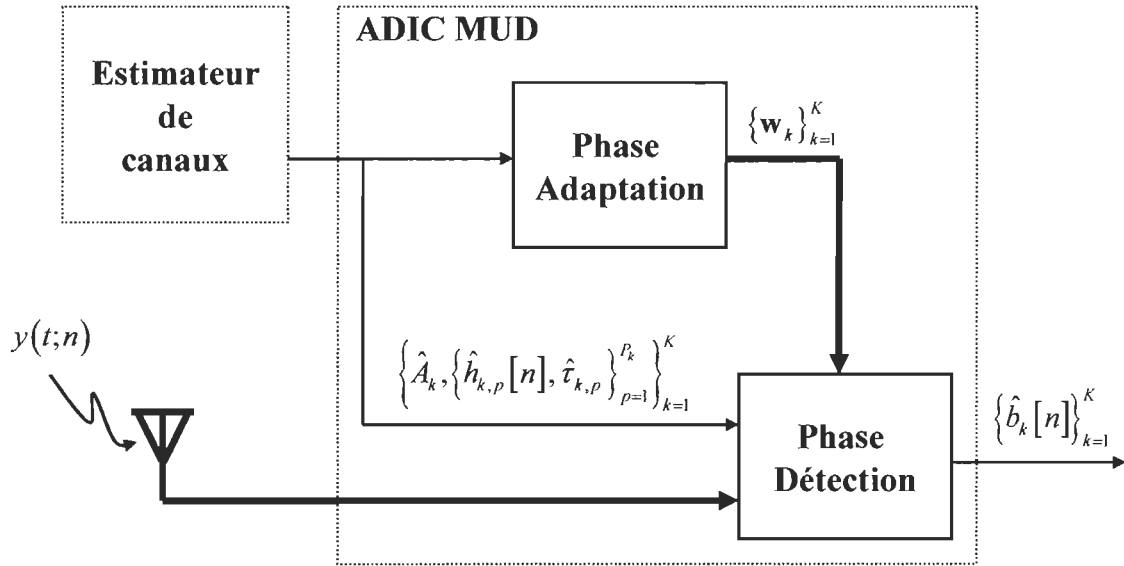


Figure 3.1 : Principe général de fonctionnement d'un MUD de la famille ADIC

Évidemment, ce schéma de principe pourrait s'apparenter à bons nombres de techniques MUD. Toutefois la famille de détecteur ADIC, qui a fait l'objet d'un brevet [B1], se distingue des autres méthodes avec ses particularités principales suivantes :

- Contrairement au MUD AL-MMSE [18], une méthode ADIC n'adapte jamais ses coefficients à partir de la somme des contributions des usagers :
$$y^{\text{synth}}(t; n') = \sum_{k=1}^K \hat{A}_k b_k^{\text{synth}}[n'] \hat{\Theta}_k(t; n'),$$
 équation (24). Plus qu'une particularité, on verra que cela permet de diminuer les nombres d'itérations nécessaires pour adapter les coefficients de la méthode;
- Une fois adapté par le bloc de la phase d'adaptation, les coefficients \mathbf{w}_k de chaque usager k sont dupliqués d'étage en étage dans toute la structure du bloc de la phase détection de type IC; d'où le nom de la méthode «*Adaptive Duplicated Filters and Interference Canceller*». Du point de vue implémentation, cela permet de limiter l'utilisation de mémoires.

Enfin avant de rentrer dans le détail des blocs de la famille des détecteurs ADIC, il est important de noter que le principe de cette classe de MUD tire pleinement partie du générateur de séquence contenu dans le bloc de la phase adaptation. Ce générateur offre en effet un grand degré de liberté comme l'exposent les points suivants :

- Étant indépendant du flux de données, puisqu'aucune interaction ne se fait entre le signal reçu et le générateur de séquence, le bloc adaptation en entier peut se réaliser à une fréquence de fonctionnement différente de celle du flux de données qui est dépendante du temps d'un chip. Il serait ainsi possible de d'augmenter la fréquence de la phase adaptation afin d'obtenir plus rapidement les coefficients \mathbf{w}_k utiles à la phase détection : par exemple dans le cas d'un changement brusque du canal, les coefficients pourraient être réajustés;

- Enfin le générateur de séquence offre une liberté totale sur le type de séquence d'apprentissage construite pour adapter les coefficients. Cette liberté sur la construction de nos données est essentielle pour l'atteinte de nos objectifs.

III.2. BLOC DÉTECTION DES MÉTHODES ADIC

Même si elle intervient chronologiquement après la phase adaptation, nous commençons ici par faire la description de la phase détection de notre méthode. De cette façon, une fois rendu à décrire la phase adaptation, qui est au cœur de notre projet, nous serons plus à même de comprendre ce processus d'estimation des coefficients puisque nous connaissons déjà leur structure de destination.

Ainsi comme le montre la figure 3.2, la structure de détection de la méthode proposée est composée de N_s étages contenant deux blocs : un bloc de filtres adaptatifs, noté AFB pour «*Adapted Filters Block*» et un bloc d'annulation d'interférences, ICB pour «*Interferences Cancellor Block*». Le AFB contient un filtre \mathbf{w}_k par usager k préalablement calculé pour combattre à la fois les MAI et les ISI. Rappelons qu'une fois adaptés les filtres sont dupliqués à travers tous les étages : tous les étages d'un même usager partagent le même filtre. Pour une annulation plus efficace des MAI, le ICB d'un étage donné est donc placé en cascade avec le AFB, figure 3.2. Ce bloc régénère au complet ou en partie la contribution de chaque usager à partir de la sortie du bloc AFB et du signal reçu (2.5). Les sorties du ICB sont dirigées dans le AFB de l'étage suivant.

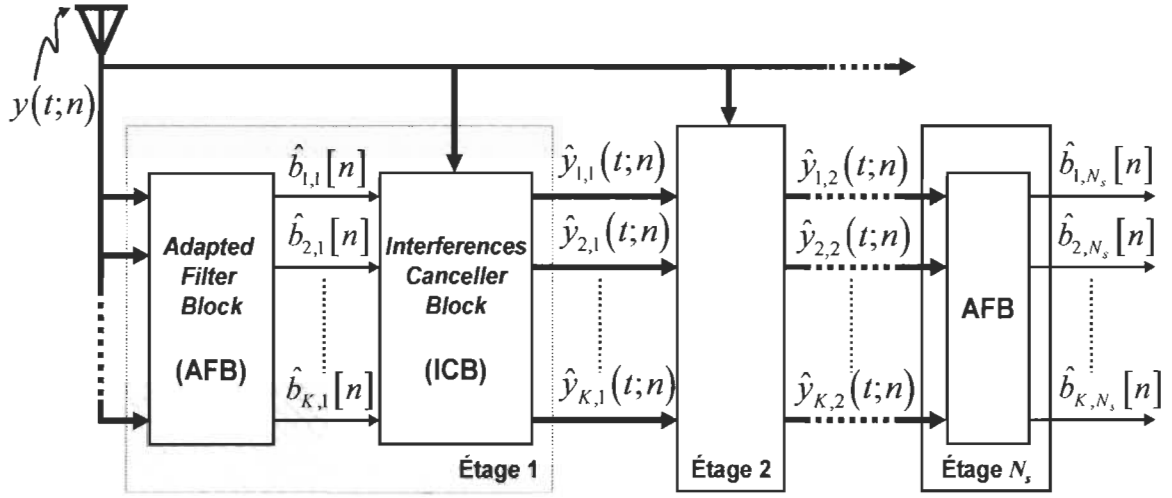


Figure 3.2 : Phase détection d'un MUD de la famille ADIC

Étant identique à chaque étage, le détail de la phase détection d'un seul étage sera énoncé : soit celui des blocs AFB et ICB de l'étage s ; avec $s = 1, 2, \dots, N_s$, N_s étant le nombre total d'étages. Les entrées du bloc AFB dépendent de s : si $s = 1$, le signal total reçu $y(t;n)$, définit par expression (2.5); si $s \neq 1$, $\hat{y}_{k,s-1}(t;n)$, l'estimation, faite à l'étage précédent, de la contribution de signal reçu de l'utilisateur k , définit dans (3.9).

Ces entrées sont échantillonnées au niveau chip. Pour un usager k donné, afin de clairement décrire le passage à travers les blocs AFB, nous adoptons pour l'entrée $\hat{y}_{k,s-1}(t;n)$, estimée à l'étage $s-1$, la représentation vectorielle suivante :

$$\hat{\mathbf{y}}_{k,s-1}[n] = \begin{bmatrix} \hat{y}_{k,s-1}\left(\left((n-1)N_{SF} - N_{decal} + 1\right)T_c + \bar{\tau}_k; n\right) \\ \hat{y}_{k,s-1}\left(\left((n-1)N_{SF} - N_{decal} + 2\right)T_c + \bar{\tau}_k; n\right) \\ \vdots \\ \hat{y}_{k,s-1}\left(\left(nN_{SF} - N_{decal}\right)T_c + \bar{\tau}_k; n\right) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Ici, comme dans le cas du récepteur AL-MMSE vu en section II.3.2.1., $\bar{\tau}_k$ correspond au délai du gain maximal du canal de l'utilisateur k , $\max_p(\hat{\tau}_{k,p}[n])$. Ce délai permet de synchroniser les entrées avec les filtres du bloc AFB. N_{SF} définit la taille des sous-filtres liés au symbole transmis à l'instant n . Rappelons que $\dim(\mathbf{w}_k) = N_w \times 1$ et que $N_w = N_{nc}N_{SF}$, N_{nc} avec le nombre de sous-filtres. Enfin, le décalage N_{decal} est ajouté afin de centrer le vecteur d'entrée et d'ainsi prendre en compte les interférences intersymboles, ISI.

Considérant $1 < \nu \triangleq \text{mod}(n, N_{nc}) \leq N_{nc}$, la sortie brute à l'instant n du bloc AFB de l'utilisateur k au $s^{\text{ième}}$ étage est donnée par (3.2), avec $(\bullet)^H$ la conjuguée transposée.

$$\tilde{b}_{k,s}[n] = \mathbf{w}_{k,\nu}^H \hat{\mathbf{y}}_{k,s-1}[n]. \quad (3.2)$$

Ici, $\mathbf{w}_{k,\nu}$ correspond au $\nu^{\text{ième}}$ sous-filtre de l'utilisateur k de taille N_{SF} . Le filtre \mathbf{w}_k du $k^{\text{ième}}$ usager fourni au terme de la phase d'adaptation se définit comme suit :

$$\mathbf{w}_k = [\mathbf{w}_{k,1}^T, \mathbf{w}_{k,2}^T, \dots, \mathbf{w}_{k,\nu}^T, \dots, \mathbf{w}_{k,N_{nc}}^T]^T \quad (3.3)$$

Dans (3.2), rappelons que l'instant n du sous-filtre $\mathbf{w}_{k,\nu}$ est contenu dans la définition $\nu \triangleq \text{mod}(n, N_{nc})$, puisque, tout comme les codes d'étalement, les sous-filtres se répètent dans le temps, voir l'explication complète au début de la section II. 3.2.1.

La sortie du bloc après décision s'écrit

$$\hat{b}_{k,s}[n] = f(\tilde{b}_{k,s}[n]) \quad (3.4)$$

Ici $f(\bullet)$ désigne la fonction de décision qui peut être par exemple la fonction signe dans le cas d'une décision hard, la fonction tangente hyperbolique afin d'obtenir d'une décision soft ou encore toutes autres fonctions. Dans notre structure de détection, nous avons utilisé une fonction de décision fonction de l'étage s qui se définit comme suit:

$$\hat{b}_{k,s}[n] = \begin{cases} f(\tilde{b}_{k,s}[n]) = \tanh(\tilde{b}_{k,s}[n]) & \text{if } s = 1 \\ f(\tilde{b}_{k,s-1}[n], \tilde{b}_{k,s}[n]) = \tanh\left(\left(\text{sign}(\tilde{b}_{k,s-1}[n]) + \text{sign}(\tilde{b}_{k,s}[n])\right)/2\right) & \text{if } 1 < s < N_s \\ f(\tilde{b}_{k,s}[n]) = \text{sign}(\tilde{b}_{k,s}[n]) & \text{if } s = N_s \end{cases} \quad (3.5)$$

Comme on peut le voir la fonction tangente hyperbolique est utilisée comme fonction de décision à la sortie du 1^{er} étage. De cette façon, une décision «soft» est prise par rapport à la dynamique des estimées : en faisant plus confiance aux valeurs élevées tout en conservant une marge de doute afin de limiter l'accumulation d'erreurs. À l'opposé, pour $s = N_s$, soit à la fin du processus de détection, on prend naturellement une décision définitive avec la fonction $\text{sign}(\bullet)$: décision «hard». Pour les étages $1 < s < N_s$, la fonction de décision permet de limiter le phénomène de *flip-flop* [11], soit l'apparition sur certaines estimées de changements soutenus de signe. En effet, la décision sur le symbole d'un étage s est prise en fonction celle de ce même symbole réalisée à l'étage précédent.

Plus précisément, le calcul de $\left[\text{sign}(\tilde{b}_{k,s-1}[n]) + \text{sign}(\tilde{b}_{k,s}[n]) \right] \div 2$, retourne les valeurs $+1$ ou -1 , si $\tilde{b}_{k,s-1}[n]$ et $\tilde{b}_{k,s}[n]$ sont du même signe (pas de *flip-flop*), ou alors 0 si les estimées sont de signes différents (cas de *flip-flop*). Ainsi, on s'assure de ne pas prendre en compte les *flip-flop* dans la construction des signaux pour le processus d'annulation d'interférence dans le bloc ICB. D'un point vue complexité, à partir de $s > 1$, puisque les valeurs de $\left[\text{sign}(\tilde{b}_{k,s-1}[n]) + \text{sign}(\tilde{b}_{k,s}[n]) \right] \div 2$ sont égales à ± 1 ou 0 et que $\tanh(\pm 1) \approx \pm 0.75$, le calcul de la tangente hyperbolique est ainsi évité. De plus une multiplication par 0.75 , qui est une somme de puissance de 2, revient à faire un simple décalage sur un mot binaire. La fonction de décision utilisée, en plus de limiter le phénomène de *flip-flop*, permet également d'éviter les opérations de multiplications réduisant ainsi la complexité de calcul.

Maintenant que le passage par le bloc AFB a été décrit, passons au bloc ICB. Ainsi, pour $n = 1, 2, \dots, N$, ces estimées $\hat{b}_{k,s}[n]$ deviennent les entrées du bloc ICB, figure 3.2. Pour un étage donné s , le premier rôle du ICB consiste à construire la contribution de l'utilisateur k , notée $z_{k,s}(t; n)$ (3.6). Cette opération est similaire à (2.4) mais cette fois le calcul est effectué à partir des estimées \hat{A}_k , $\hat{h}_{k,p}(n)$ et $\hat{\tau}_{k,p}$ issues d'un estimateur de canal; pour $p = 1, 2, \dots, P_k$.

$$\begin{aligned} z_{k,s}(t; n) &= \hat{A}_k \hat{b}_{k,s}[n] \sum_{p=1}^{P_k} \hat{h}_{k,p}[n] d_k(t - nT - \hat{\tau}_{k,p}; n) \\ &= \hat{A}_k \hat{b}_{k,s}[n] \hat{\Theta}_k(t; n) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Par la suite, à chacun des étages s , la somme des contributions de tous les usagers, $Z_k(t; n)$, est calculée dans (3.7). La contribution de l'utilisateur k , $z_{k,s}(t; n)$, est soustraite de cette somme et permet ainsi d'obtenir une estimation des interférences de cet utilisateur à l'instant n , notées $\hat{\zeta}_{k,s}(t; n)$ (3.8).

$$Z_k(t; n) = \sum_{k=1}^K z_{k,s}(t; n) \quad (3.7)$$

$$\hat{\zeta}_{k,s}(t; n) = Z_k(t; n) - z_{k,s}(t; n) \quad (3.8)$$

Une fois les interférences de chaque utilisateur k estimées, la dernière étape du bloc d'annulation d'interférences, ICB, consiste à retrancher ces interférences au signal reçu $y(t; n)$ afin d'obtenir une estimation de la contribution de l'utilisateur k du signal reçu à l'instant n comme calculé en (3.9). Ces estimations $\hat{y}_{k,s}(t; n)$, pour $k = 1, 2, \dots, K$, servent d'entrée au bloc AFB de l'étage suivant $s+1$.

$$\hat{y}_{k,s}(t; n) = y(t; n) - \hat{\zeta}_{k,s}(t; n) \quad (3.9)$$

Nous venons de décrire la structure communément utilisée dans le bloc de détection de notre famille de détecteurs multi-utilisateurs. Ce dernier se compose d'une structure à étages multiples dans lesquels l'application des filtres du bloc AFB sur chaque utilisateur se fait en parallèle tout comme le passage par le bloc ICB. D'autres configurations de structure de

détection seraient tout à fait envisageables. On pourrait notamment appliquer les structures suivantes :

- une structure de détection successive dans laquelle le passage par les blocs ABF et ICB de chaque étage se fait successivement pour chaque usager. Dans le cas d'utilisateurs dont les canaux de transmission sont de puissances différentes (comme c'est le cas dans la réalité), ce type de structure fournirait de meilleures performances en détection des symboles de transmission. Cependant la latence d'une telle structure, comme évoqué dans la section II.2.2., rend difficile une implantation réaliste pour un maximum d'utilisateurs transmettant en simultané.
- Un compromis intéressant entre les structures parallèles et successives réside dans une structure hybride où à chaque étage les utilisateurs sont divisés en deux groupes : (i) le premier réunissant les utilisateurs susceptibles d'être rapidement bien détectés, dont les puissances des canaux sont les plus élevées et (ii) un second groupe avec le reste des utilisateurs, les plus difficiles à détecter. L'idée consisterait pour chaque étage à passer parallèlement les utilisateurs du premier groupe dans les blocs ABF et ICB, puis successivement, d'effectuer le même processus en parallèle avec le deuxième groupe. Ainsi, les performances de détection seraient améliorées tout en augmentant la latence par un facteur de 2 par rapport à celle d'une structure parallèle plutôt que par un facteur de K dans le cas d'une structure entièrement successive. Une telle structure est présentée dans le chapitre V avec l'application d'une méthode ADIC dans le contexte MIMO [81].

III.3. BLOC ADAPTATION DES MÉTHODES ADIC

Cette phase consiste à mettre à jour les coefficients des filtres \mathbf{w}_k utilisés et dupliques dans les blocs AFB de la structure de détection de notre famille de MUD, avec $k=1,2,\dots,K$. Une fois adapté, ces coefficients \mathbf{w}_k visent à réduire la complexité de calcul de la phase détection de deux manières :

- Les coefficients \mathbf{w}_k sont adaptés pour représenter une version réduite de l'inverse des codes effectifs utilisés dans le MPIC, $\Theta_k(t;n)$ (2.4). Dans ce cas la réduction de calcul est directement appliquée à tous les blocs AFB de la structure, ce qui n'est pas négligeable.
- Les coefficients \mathbf{w}_k peuvent être également adaptés pour lutter plus efficacement contre les interférences MAI et ISI que les codes effectifs utilisés dans le MPIC. Dans ce cas la réduction de calcul repose sur la diminution du nombre d'étages de la structure nécessaires pour obtenir des résultats satisfaisants.

Deux approches d'adaptation des coefficients \mathbf{w}_k , nécessaires à la famille de détecteurs ADIC, sont présentées ici. La première, ayant fait l'objet de plusieurs publications [J1], [C2], [C4] et [B1], vise, par son processus, essentiellement à retourner une version réduite des codes effectifs tout en cherchant à lutter contre les MAI et ISI. La deuxième approche quant à elle, repose d'avantage sur l'éliminer des interférences présentes lors de la transmission et vise ainsi à réduire le nombre d'étages de la détection. Afin de ne pas les mélanger, ses deux MUD de la famille ADIC seront nommés respectivement ADIC et ADIC-LC.

III.3.1. Approche adaptative de ADIC

Comme évoqué dans la section II.3.2.2., les systèmes commerciaux DS-CDMA existants ne fournissent pas de séquences de longueur adéquate pour correctement adapter nos coefficients. Cela nous pousse donc, comme le montre la figure 3.3, à utiliser un générateur de séquences (TSG - *Training Sequence Generator*), breveté [37], issu de travaux précédents effectués dans notre laboratoire [25].

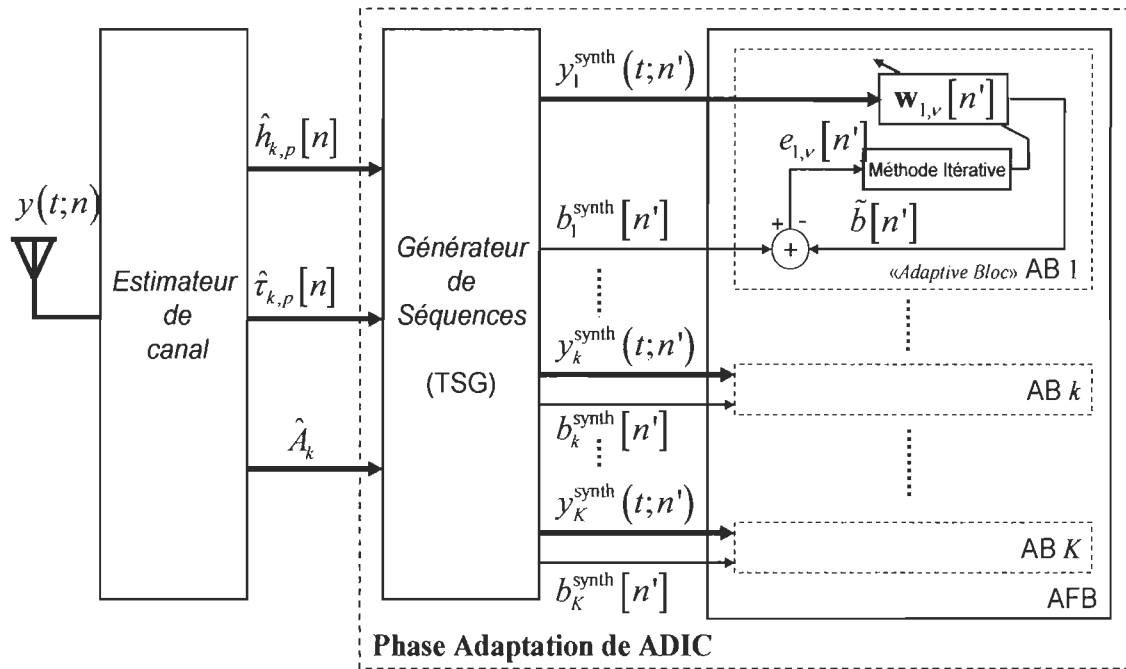


Figure 3.3 : Phase adaptation de la méthode ADIC de la famille ADIC

Dans ce bloc TSG comme décrit dans la section II.3.2.2., nous construisons des signaux d'entraînement en nous basant sur les paramètres estimés de canal comme suit :

- (i) dans un premier temps, on crée pour les K usagers des symboles d'apprentissage $b_k^{\text{synth}}[n']$ aléatoirement ou en utilisant une distribution donnée, de façon à appartenir à l'espace S comme les symboles originalement transmis. On note ici

l'utilisation de l'indice des symboles n' pour se différencier du flux de données, où $n' = 1, 2, \dots, N^{\text{synth}}$, avec N^{synth} le nombre d'itérations;

- (ii) dans un deuxième temps, à partir des paramètres estimés du canal d'un usager k \hat{A}_k , $\hat{h}_{k,\rho}[n]$ et $\hat{\tau}_{k,\rho}$ et son code d'étalement, $d_k(t; n')$, nous synthétisons la contribution du signal reçu de cet usager, $y_k^{\text{synth}}(t; n')$, calculée comme suit:

$$\begin{aligned} y_k^{\text{synth}}(t; n') &= r_k^{\text{synth}}(t; n') + \bar{r}_k^{\text{synth}}(t; n') + \eta_k^{\text{synth}}(t; n') \\ &= \hat{A}_k \hat{b}_k^{\text{synth}}[n'] \hat{\Theta}_k(t; n') + \bar{r}_k^{\text{synth}}(t; n') + \eta_k^{\text{synth}}(t; n') \end{aligned} \quad (3.10)$$

Comme on peut l'observer dans cette expression (3.10), le signal $y_k^{\text{synth}}(t; n')$ contient uniquement les contributions de l'utilisateur k composées de son signal de trafic $r_k^{\text{synth}}(t; n')$, son pilot $\bar{r}_k^{\text{synth}}(t; n')$ et de celle du bruit additif $\eta_k^{\text{synth}}(t; n')$ qui d'une distribution donnée. Le fait de fonder l'adaptation de nos coefficients \mathbf{w}_k sur la contribution de l'utilisateur k constitue une des particularités majeures de famille ADIC. Contrairement au récepteur AL-MMSE qui détermine les coefficients des filtres de tous les usagers à partir du signal reçu total, $y^{\text{synth}}(t; n')$ (2.24), notre utilisation des contributions unique de l'utilisateur k nous assure de tirer parti des propriétés suivantes :

- En adaptant nos filtres à partir du signal $y_k^{\text{synth}}(t; n')$, plutôt qu'avec $y^{\text{synth}}(t; n')$, nous nous garantissons de réduire le nombre d'itérations nécessaire pour faire converger correctement la méthode. En effet, le nombre important d'itérations nécessaires à AL-MMSE est dû à l'utilisation de $y^{\text{synth}}(t; n')$, qui contient l'information des tous les usagers, pour déterminer

les coefficients de chaque usager k . La complexité de calcul de la méthode adaptative est ainsi réduite tout en luttant contre les interférences ISI et MAI.

- Autre point d'intérêt, en appliquant les contributions $y_k^{\text{synth}}(t; n')$ de l'utilisateur k comme entrée à notre méthode itérative, on s'assure une bonne compatibilité entre les coefficients \mathbf{w}_k et la structure de détection d'accueil : mis à part au premier étage, tous les blocs AFB des autres étages s prennent pour entrées les estimées des contributions des usagers k , $\hat{y}_{k,s}(t; n)$ (3.9). Nos coefficients sont avant tout conçus pour améliorer les performances de leur structure de détection de destination.

Comme le montre la figure 3.3, maintenant que les signaux d'apprentissage $b_k^{\text{synth}}[n']$ et $y_k^{\text{synth}}(t; n')$ sont créés, les méthodes itératives peuvent être appliquées. Pour ce faire, commençons par mettre les séquences $y_k^{\text{synth}}(t; n')$ sous la forme vectorielle (3.11), de la même façon que dans l'expression (3.1); avec $\bar{\tau}_k$ la position de l'amplitude maximale du canal le décalage et N_{decal} afin de prendre compte des ISI. En effet, plus N_{decal} est grand plus on considère les symboles environnants. Ainsi l'écriture des équations d'adaptation s'en trouvera simplifiée.

$$\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n'] = \begin{bmatrix} y_k^{\text{synth}}\left(\left((n'-1)N_{SF} - N_{\text{decal}} + 1\right)T_c + \bar{\tau}_k; n'\right) \\ y_k^{\text{synth}}\left(\left((n'-1)N_{SF} - N_{\text{decal}} + 2\right)T_c + \bar{\tau}_k; n'\right) \\ \vdots \\ y_k^{\text{synth}}\left(\left(n'N_{SF} - N_{\text{decal}}\right)T_c + \bar{\tau}_k; n'\right) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Notons également que les coefficients \mathbf{w}_k d'un usager k , dont le détail de la forme matricielle est représenté en (3.12), sont composés de N_{nc} sous-filtres $\mathbf{w}_{k,\nu}$, contenant eux même N_{SF} coefficients (3.13), qui dépendent ici de l'indice d'adaptation n' puisque $1 < \nu = \text{mod}(n', N_{nc}) \leq N_{nc}$. Ici est ajouté l'indice n' à l'écriture des coefficients $\mathbf{w}_k[n']$ afin de noter leur évolution au cours des itérations (3.12).

$$\mathbf{w}_k[n'] = \left[\mathbf{w}_{k,1}[n']^T, \mathbf{w}_{k,2}[n']^T, \dots, \mathbf{w}_{k,\nu}[n']^T, \dots, \mathbf{w}_{k,N_{nc}}[n']^T \right]^T \quad (3.12)$$

$$\mathbf{w}_{k,\nu} = \mathbf{w}_k \left[(\nu-1)N_{SF} + 1, (\nu-1)N_{SF} + 2, \dots, (\nu-1)N_{SF} + N_{SF} \right]^T \quad (3.13)$$

Notre recensement des méthodes adaptatives d'intérêts pour l'atteinte de nos objectifs ainsi que notre première étude d'applications de MUD adaptatifs dans le contexte DS-CDMA nous ont conduit à choisir la méthode SM-NLMS pour mettre à jour les sous-filtres $\mathbf{w}_{k,\nu}$ de tous les usagers k . En effet, comme évoqué, le pas de convergence dynamique de cette méthode itérative présente un atout majeur aussi bien au point de vue de la complexité que celui des performances. Ainsi les équations (3.14), (3.15) et (3.16) présente le processus d'adaptation basé sur la technique SM-NLMS afin de déterminer les coefficients des K usagers et qui se répètent durant $n' = 1, 2, \dots, N^{\text{synth}}$ itérations :

$$e_{k,\nu}[n'] = b_k^{\text{synth}}[n'] - \mathbf{w}_{k,\nu}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n'] \quad (3.14)$$

$$\mathbf{w}_{k,\nu}[n'+1] = \mathbf{w}_{k,\nu}[n'] + \mu_{k,\nu}[n'] \frac{e_{k,\nu}[n'] \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']}{\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']} \quad (3.15)$$

$$\mu_{k,\nu}[n'] = \begin{cases} 1 - \lambda / |e_{k,\nu}[n']|, & \text{si } |e_{k,\nu}[n']| > \lambda \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.16)$$

Dans ces équations, la seule différence par rapport à l'application du SN-NLMS au AL-MMSE réside dans l'utilisation de la contribution de l'utilisateur k , $\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']$, à la place de la contribution de tous les utilisateurs $\mathbf{y}^{\text{synth}}[n']$, équations (3.14) à (3.16). Nous avons donc déjà détaillé cette méthode et le comportement de son pas de convergence $\mu_{k,v}[n']$ en fonction de l'erreur $e_{k,v}[n']$. En remplaçant ce pas dynamique $\mu_{k,v}[n']$, équation (3.16) quand il est non nul, dans l'expression (3.15) comme fait dans (3.17), il est intéressant d'observer que la division par $|e_{k,v}[n']|$ disparaît :

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{k,v}[n'+1] &= \mathbf{w}_{k,v}[n'] + \left(1 - \frac{\lambda}{|e_{k,v}[n']|}\right) \frac{e_{k,v}[n'] \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']}{\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']}, \\ &= \mathbf{w}_{k,v}[n'] + (e_{k,v}[n'] - \text{sign}(e_{k,v}[n'])\lambda) \frac{\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']}{\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Cela nous permet d'affirmer que la complexité du SM-NLMS est égale ou inférieure, dans le cas où la mise à jour est évitée en fonction du choix du paramètre λ , à celle de la méthode adaptative NLMS [43]. Autre point concernant la complexité, une seule division scalaire et réelle est requise lors de la mise à jour des coefficients, celle qui consiste à inverser la norme du signal d'entrée $1/(\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n'])$. Comme expliqué dans la section III.4., cette division peut ne pas être calculée à chaque mise à jour afin de réduire la complexité. Finalement, une fois l'adaptation exécutée les coefficients $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_k[N^{\text{synth}}]$ sont utilisés dans les blocs AFB de la structure de détection afin d'estimer les symboles transmis par les utilisateurs.

III.3.2. Approche adaptative de ADIC-LC

Une autre approche adaptative, conforme aux particularités de la famille de détecteur ADIC et plus récemment mise au point, est présentée dans ce paragraphe. À la différence de l'approche précédente, une emphase particulière est mise sur l'annulation des interférences qui détériorent les symboles transmis par chaque usager. Comme évoqué, l'idée derrière la conception de tels coefficients consiste à obtenir des résultats menant une réduction du nombre d'étages de la structure de détection. Pour se faire, cette technique construit ses coefficients \mathbf{w}_k à partir d'une combinaison linéaire de deux filtres : l'un conçu pour détecter les informations de l'utilisateur k , noté $\dot{\mathbf{w}}_k$, et l'autre pour éliminer les interférences, appelé $\ddot{\mathbf{w}}_k$. Cette combinaison linéaire, définie simplement par $\mathbf{w}_k = \dot{\mathbf{w}}_k + \ddot{\mathbf{w}}_k$, est à l'origine du nom de la méthode MUD qui utilise cette approche adaptative : soit ADIC-LC, avec LC pour «*Linear Combination*».

Évidemment ces coefficients $\dot{\mathbf{w}}_k$ et $\ddot{\mathbf{w}}_k$ possèdent la même construction que les filtres \mathbf{w}_k décrits en (3.3); soit avec N_{nc} sous-filtres, définis comme en (3.13), composés de N_{sf} coefficients comme le montre leur forme matricielle respective (3.18) et (3.19).

$$\dot{\mathbf{w}}_k = \left[\dot{\mathbf{w}}_{k,1}^T, \dot{\mathbf{w}}_{k,2}^T, \dots, \dot{\mathbf{w}}_{k,\nu}^T, \dots, \dot{\mathbf{w}}_{k,N_{nc}}^T \right]^T \quad (3.18)$$

$$\ddot{\mathbf{w}}_k = \left[\ddot{\mathbf{w}}_{k,1}^T, \ddot{\mathbf{w}}_{k,2}^T, \dots, \ddot{\mathbf{w}}_{k,\nu}^T, \dots, \ddot{\mathbf{w}}_{k,N_{nc}}^T \right]^T \quad (3.19)$$

La première étape de cette méthode consiste à déterminer les coefficients $\dot{\mathbf{w}}_k$. Idéalement, il serait profitable du point de vue des performances de représenter ses filtres par ceux

issus de l'approche adaptative précédente. Néanmoins il ne faut pas oublier ici que la conception des filtres $\dot{\mathbf{w}}_k$ nécessitera un certain nombre d'itérations. Ainsi, afin de limiter la complexité de calcul de notre phase adaptation tout en conservant des performances acceptables, ces coefficients $\dot{\mathbf{w}}_k$ sont directement issus des codes effectifs $\hat{\Theta}_k(t; n')$, à la manière du Rake. Rappelons, (3.20), que ces codes effectifs estimés sont calculés à partir des paramètres fournis par l'estimateur de canal et du code d'étalement.

$$\hat{\Theta}_k(t; n') = \sum_{p=1}^{P_k} \hat{h}_{k,p}[n'] \hat{d}_k(t - n'T - \tau_{k,p}; n') \quad (3.20)$$

Évidemment, comme déjà expliqué section II.2., étant donné que dans le temps d'une slot les codes d'étalement $\hat{d}_k(t; n)$ se répètent, alors les codes effectifs se répètent également. On peut donc définir les codes effectifs estimés en fonction de ν , avec $1 < \nu = \text{mod}(n', N_{nc}) \leq N_{nc}$, de cette façon : $\hat{\Theta}_{k,\nu}(t; n')$; avec une longueur égale à $N_{\Theta} = N_c + P_k - 1$; puisqu'étant issus du produit de convolution entre les codes d'étalement et le canal de transmission. Sachant cela, on définit les sous-filtres $\dot{\mathbf{w}}_{k,\nu}$, pour tout k et tout ν , de la manière suivante:

$$\dot{\mathbf{w}}_{k,\nu}[n'] = \begin{bmatrix} \hat{\Theta}_{k,\nu}(\bar{\tau}_k - N_{decal}; n') \\ \hat{\Theta}_{k,\nu}(\bar{\tau}_k - N_{decal} + 1; n') \\ \vdots \\ \hat{\Theta}_{k,\nu}(\bar{\tau}_k + (N_{SF} - 1) - N_{decal}; n') \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Le délai $\bar{\tau}_k$ correspond à l'amplitude maximale du canal $\max_p(\hat{\tau}_{k,p}[n])$ et N_{decal} à un décalage nécessaire afin de correctement prendre en compte les interférences intersymboles. L'indice n' est spécificité puisque nous sommes dans la phase adaptation de la méthode ADIC-LC. Indiquons que, construit de cette manière, les coefficients $\dot{\mathbf{w}}_k$ retourneraient, utilisés dans la phase détection, des résultats à peu près similaires au Rake mais moins bons que ceux de la méthode ADIC. Toutefois, nous verrons que, combinés avec les coefficients $\ddot{\mathbf{w}}_k$, les résultats seront tout à fait satisfaisants.

Une fois les coefficients $\dot{\mathbf{w}}_k$ déterminés, nous pouvons débiter le processus d'adaptation des coefficients $\ddot{\mathbf{w}}_k$. Pour cela, il faut synthétiser les séquences d'apprentissage. Comme détaillé dans le paragraphe précédent, le générateur de séquence génère aléatoirement des symboles $b_k^{\text{synth}}[n']$ pour $n'=1,2,\dots,N^{\text{synth}}$. La particularité de l'approche de ADIC-LC réside dans le fait qu'ici on ne génère pas la contribution de l'utilisateur k , $y_k^{\text{synth}}(t;n')$, mais l'ensemble des interférences de chaque usager k , noté $\xi_k^{\text{synth}}(t;n')$, de la façon suivant :

$$\begin{aligned}\xi_k^{\text{synth}}(t;n') &= \sum_{k' \neq k}^K r_{k'}^{\text{synth}}(t;n') + \sum_{k'=1}^K \bar{r}_{k'}^{\text{synth}}(t;n') \\ &= \sum_{k' \neq k}^K \hat{A}_{k'} \hat{b}_{k'}^{\text{synth}}[n'] \hat{\Theta}_{k'}(t;n') + \sum_{k'=1}^K \bar{r}_{k'}^{\text{synth}}(t;n')\end{aligned}\tag{3.22}$$

Évidemment, cela est possible puisque tous les codes d'étalement des usagers et les paramètres de leurs canaux sont disponibles à la phase d'adaptation ainsi que toutes les connaissances sur les signaux du pilot.

Nous désirons donc dans cette approche adapter les coefficients $\ddot{\mathbf{w}}_k$ de l'utilisateur k à partir de ces interférences, $\xi_k^{\text{synth}}[n']$ sous forme matriciel (3.23), afin de les faire converger vers 0. Ce processus d'adaptation basé sur la méthode itérative SM-NLMS apparaît dans les équations (3.24) à (3.26).

$$\xi_k^{\text{synth}}[n'] = \begin{bmatrix} \xi_k^{\text{synth}} \left(((n'-1)N_{SF} - N_{decal} + 1)T_c + \bar{\tau}_k; n' \right) \\ \xi_k^{\text{synth}} \left(((n'-1)N_{SF} - N_{decal} + 2)T_c + \bar{\tau}_k; n' \right) \\ \vdots \\ \xi_k^{\text{synth}} \left((n'N_{SF} - N_{decal})T_c + \bar{\tau}_k; n' \right) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$e_{k,v}[n'] = 0 - \ddot{\mathbf{w}}_{k,v}[n']^H \xi_k^{\text{synth}}[n'] \quad (3.24)$$

$$\ddot{\mathbf{w}}_{k,v}[n'+1] = \ddot{\mathbf{w}}_{k,v}[n'] + \mu_{k,v}[n'] \frac{e_{k,v}[n'] \xi_k^{\text{synth}}[n']}{\xi_k^{\text{synth}}[n']^H \xi_k^{\text{synth}}[n']} \quad (3.25)$$

$$\mu_{k,v}[n'] = \begin{cases} 1 - \lambda / |e_{k,v}[n']|, & \text{si } |e_{k,v}[n']| > \lambda \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.26)$$

Suite à la description de l'approche adaptative de la méthode ADIC-LC et à ces équations, notons les points importants suivants :

- On observe, équation (3.24), que les coefficients $\ddot{\mathbf{w}}_k$ sont clairement adaptés afin d'annuler les interférences de l'utilisateur k . En effet le produit vectoriel $\ddot{\mathbf{w}}_{k,v}[n']^H \xi_k^{\text{synth}}[n']$ est ainsi poussé à tendre vers 0. Notons que ce résultat est possible tant que les coefficients ne sont pas initialement nuls (voir la remarque suivante);

- Il est important de noter qu'ici, contrairement à l'approche d'adaptation précédente, les valeurs initiales ne sont pas nulles mais égales à $\dot{\mathbf{w}}_k$, soit $\ddot{\mathbf{w}}_k[1] = \dot{\mathbf{w}}_k$ pour tous les usagers k . De cette façon, à la base construits pour retrouver l'information de l'utilisateur k , on obtient des coefficients $\ddot{\mathbf{w}}_k$ modifiés pour lutter efficacement contre les interférences de cet usager;
- Afin d'assurer simultanément la recherche de l'information de l'utilisateur k et la lutte contre ses interférences, les coefficients \mathbf{w}_k transmis aux blocs AFB de la structure de détection sont une combinaison linéaire des filtres $\dot{\mathbf{w}}_k$ et $\ddot{\mathbf{w}}_k[n']$ adaptés : soit $\mathbf{w}_k = \dot{\mathbf{w}}_k + \ddot{\mathbf{w}}_k[N^{\text{synth}}] = \dot{\mathbf{w}}_k + \ddot{\mathbf{w}}_k$.
- Enfin, au regard des deux approches adaptatives et sachant que les coefficients calculés \mathbf{w}_k sont, dans les deux cas, dédiés à être dupliqués à tous les blocs AFB d'exactly la même structure de détection, les complexités des détecteurs ADIC et ADIC-LC sont sensiblement identiques dépendamment du nombre N^{synth} d'itérations qui leur seront nécessaires.

III.4. STRATÉGIE D'IMPLANTATION DE LA FAMILLE ADIC

Dans notre projet de recherche, les aspects de complexité et d'implantation sont à la base de notre motivation : étant désireux de proposer une famille de détecteurs multi-usager pouvant fonctionner en temps réel pour un maximum d'utilisateurs. Nous proposons donc ici

une stratégie d'implantation VLSI de la famille ADIC qui permettra ainsi d'estimer les ressources matérielles nécessaires tout en tenant compte des contraintes de la technologie.

Avant de procéder à la description de notre stratégie d'implantation, notons les précisions suivantes :

- À la base, cette proposition d'intégration a été fondée sur la méthode ADIC, dont l'approche adaptative a été présentée en section III.3.1 [J1]. Cependant, étant donné leur fort degré de similitude, nous considérons que cette stratégie s'applique quasiment directement à la méthode ADIC-LC.
- Les données et valeurs qui transigent dans toute la structure sont pour la plus part complexes puisque les valeurs reçues à la station de base le sont; comme le signal reçu $y(t;n)$, les codes d'étalement $d_k(t;n)$ et les canaux $h_k(t;n)$. Cependant, une intéressante simplification, possible grâce à l'utilisation des données BSPK, est appliquée à tout notre récepteur par la méthode de «traitement linéaire au sens large», notée WLP pour «*Widely Linear Proccessing*» [38] et [40]. Ainsi toutes les opérations complexes sont remplacées par des opérations réelles, simplement en modifiant les vecteurs complexes en vecteurs réels; les parties réelles et imaginaires étant simplement séparées comme appliqué ici au vecteur de sous-filtres $\mathbf{w}_{k,v}$ qui devient :

$$\tilde{\mathbf{w}}_{k,v} = \left[\left[\text{real}(\mathbf{w}_{k,v}) \right]^T, \left[\text{imag}(\mathbf{w}_{k,v}) \right]^T \right]^T \quad (3.27)$$

Même si la taille du vecteur a doublé, cela conduit à une réduction de complexité appréciable d'un facteur de 2. Prenons un exemple pour le démontrer dans lequel sont calculés les nombres d'opérations réelles engendrées par les produits de vecteurs suivants, sachant que leur taille est de N_{SF} valeurs complexes chacun :

- $\mathbf{w}_{k,v}^H \hat{\mathbf{y}}_{k,s-1}[n]$ demande N_{SF} multiplications complexes et $N_{SF}-1$ additions complexes, soit $4N_{SF}$ multiplications réelles et $4N_{SF}-2$ additions réelles
- $\tilde{\mathbf{w}}_{k,v}^H \tilde{\mathbf{y}}_{k,s-1}[n]$ demande $2N_{SF}$ multiplications réelles et $2N_{SF}-1$ additions réelles.

Cette simplification a été appliquée à toute la méthode, toutefois notons qu'afin de ne pas surcharger nos équations les symboles $\tilde{\bullet}$ (3.27) ont été omis.

Passons maintenant à description de la stratégie d'implémentation proposée pour intégrer la méthode ADIC. Les contraintes temporelles ainsi que le diagramme général d'implantation de la méthode ADIC seront évoqués dans un premier temps. Les sections III.4.2. et III.4.3. présenteront respectivement les stratégies d'implantation des phases de détection et d'adaptation de notre récepteur.

III.4.1. Diagramme d'intégration général

Dans un système DS-CDMA, comme expliqué dans la section II.1.1., le flux de données est divisé en trames de $t_{trame} = 10\text{ms}$, chacune étant composée de 15 slots. On peut en

déduire que le temps d'une slots dans cette technologie est de $t_{slot} = 10\text{ms}/15 \approx 667\mu\text{s}$. La

figure 3.4 présente le diagramme temporel du fonctionnement de la méthode ADIC.

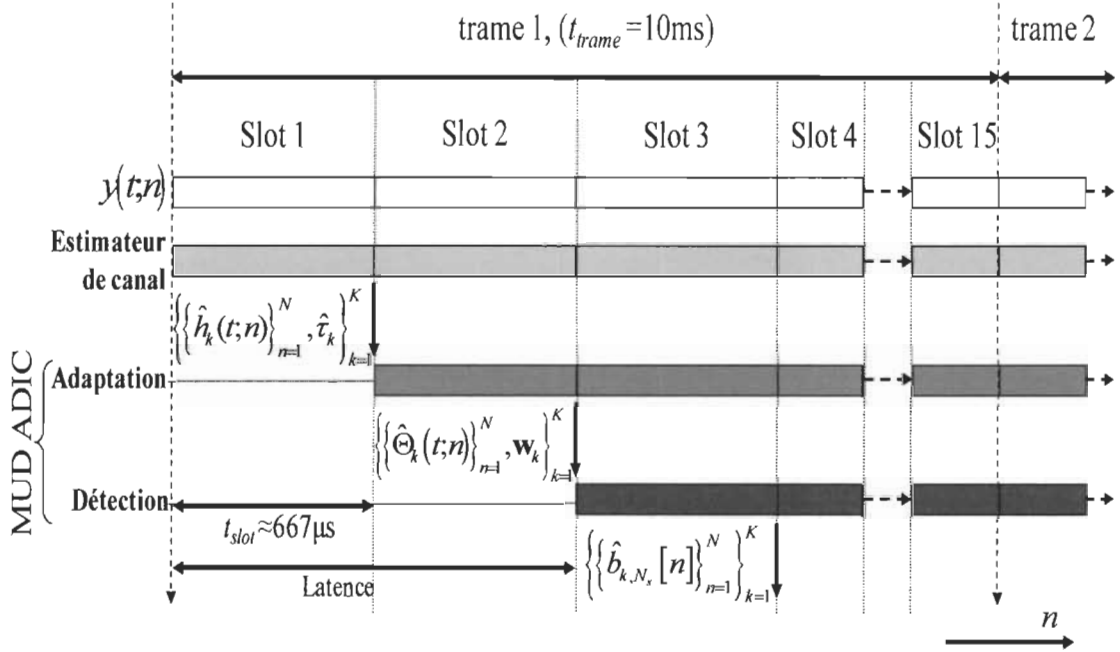


Figure 3.4 : Diagramme des opérations de la méthode ADIC en fonction du temps incluant l'estimateur de canal pour tous les usagers k , avec $k = 1, 2, \dots, K$.

Comme on peut l'observer trois étapes sont nécessaires à notre méthode afin d'estimer les symboles transmis par les K usagers vers la station de base :

- Dans un premier temps, l'estimateur de canal fournit tous les paramètres du canal de transmission. Cet élément ne fait pas partie des investigations réalisées dans ce projet de recherche. Nous considérons l'utilisation de la méthode d'estimation appelée corrélateur puisqu'étant utilisée dans l'industrie [69];

- Par la suite, durant la phase d'adaptation de la méthode ADIC, (i) les codes effectifs $\hat{\Theta}_k(t;n)$ de tous les usagers k sont construits à partir des paramètres estimés du canal de transmission et (ii) leurs coefficients \mathbf{w}_k sont adaptés. Cette phase est réalisée dans le temps d'une slot, t_{slot} . Ces codes effectifs et coefficients de filtre sont transmis à la phase suivante, la phase de détection;
- La détection est donc effectuée en $667\mu s$ annulant les interférences avec sa structure en étages multiples. Les symboles $\hat{b}_{k,N_s}[n]$ issus de l'étage N_s sont ainsi les résultats d'estimation du détecteur avec $k=1,2,\dots,K$. Rappelons que $n=1,2,\dots,N$ avec N le nombre de symboles émis dans une slot.

Ces trois phases sont implémentées dans le respect des contraintes de temps. Nous nous référons à [69] pour l'implémentation de l'estimateur de canal. Comme le montre la figure 3.4, le temps de latence afin d'obtenir les premières estimations de symboles avec notre méthode est de 2 slots; à la troisième slot toutes les phases opèrent en parallèle jusqu'à la fin de la transmission des données.

III.4.2. Phase détection

Nous commençons ici par faire le détail de la stratégie d'implantation de la phase de détection de la méthode ADIC. On admet donc que les codes effectifs $\hat{\Theta}_k(t;n)$ et les coefficients $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_k[N^{synth}]$ fournis par la phase d'adaptation précédente sont stockés dans des mémoires et disponibles afin de détecter les symboles transmis.

La figure 3.5 décrit la procédure de fonctionnement de cette phase détection pour l'utilisateur k ; cette dernière se fait en parallèle pour tous les usagers. Comme on peut l'observer, cette phase adopte une structure pipeline composée de 3 processeurs élémentaires (PE) distinctes qui se répètent en fonction du nombre d'étages N_s considéré :

- le PE du passage par les filtres de détection (FB – *Filter Block*);
- le PE de l'opération d'étalement des codes effectifs (SB – *Spreading Block*);
- le PE d'annulation des interférences (ICB – *Interferences Canceller Block*).

Le contenu de ces 3 PE est exposé dans la figure 3.6. Notons que l'on considère ici $N_s = 3$ étages puisqu'avec ce nombre d'étages, comme on le verra par la suite, la méthode ADIC présente un bon compromis entre performance et complexité.

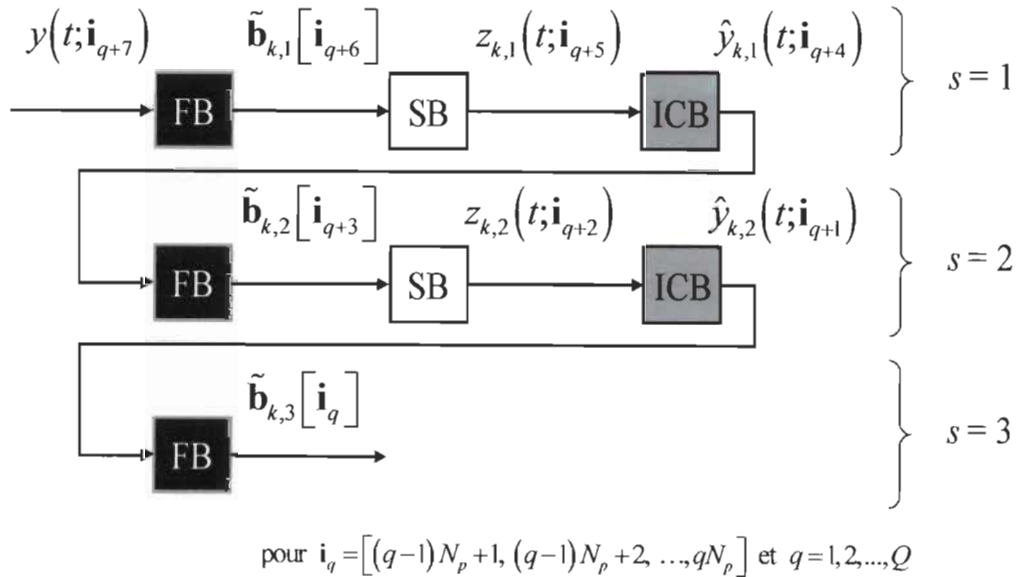


Figure 3.5 : Flux de données et opérations de la phase détection de la méthode ADIC pour l'utilisateur k et $N_s = 3$.

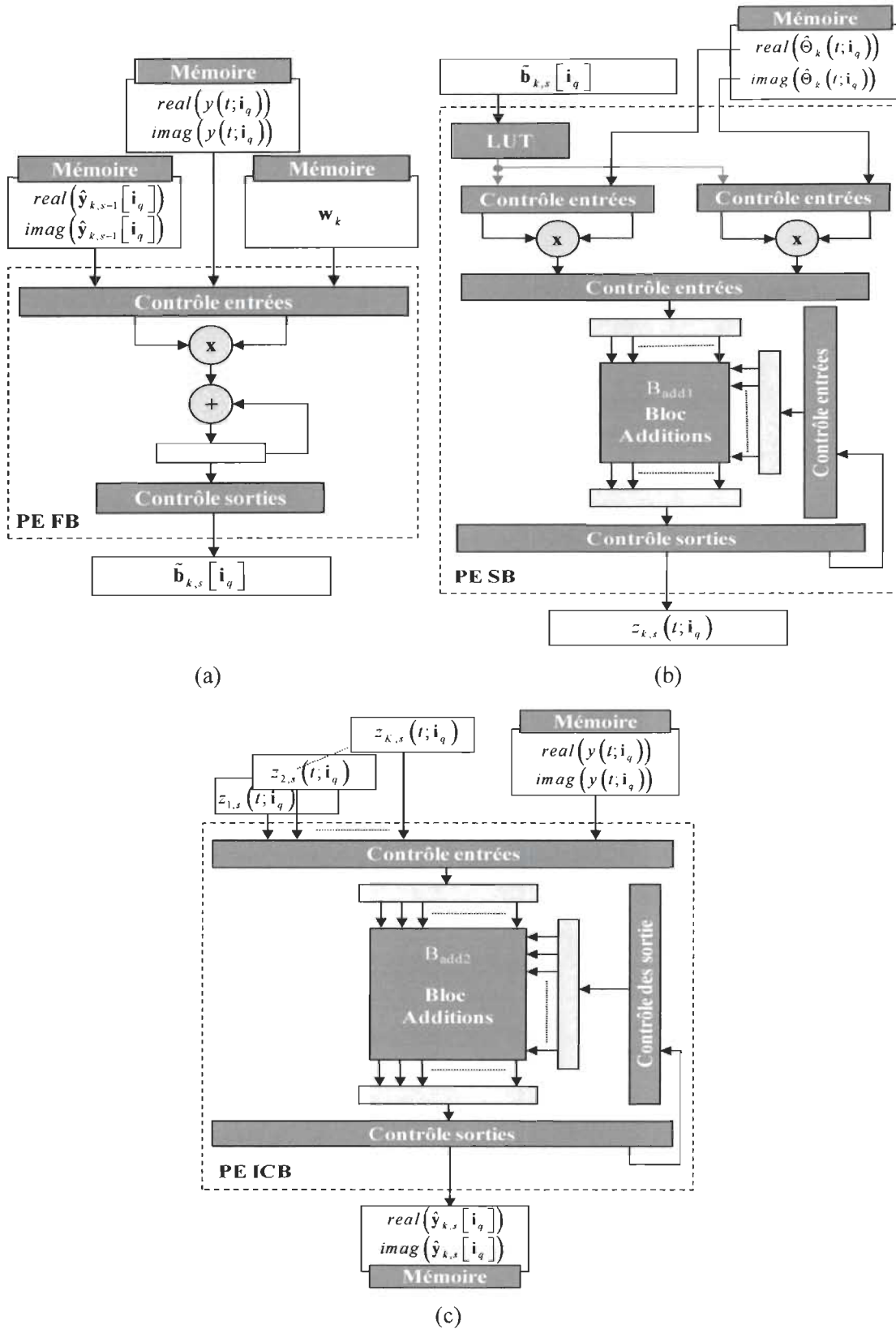


Figure 3.6 : Composition des PEs FB (a), SB (b) et ICB (c) de la phase détection.

Afin de réduire la taille des mémoires nécessaires et de localiser les données dans leur PE respectif, nous avons divisé le nombre des symboles, N , à détecter par slot en Q séquences de taille N_p , d'où $Q = N/N_p$. Nous avons posé cette taille de groupe de symboles égale à $N_p=16$. Les symboles brutes de l'utilisateur k issus du $s^{\text{ième}}$ étage pour tous les instants n , $\{\tilde{b}_{k,s}[n]\}_{n=1}^N$, peuvent donc ainsi être ré-écrits sous la forme vectorielle $\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}$ comme un ensemble de sous-vecteurs $\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}[\mathbf{i}_q]$ de taille N_p comme suit :

$$\tilde{\mathbf{b}}_{k,s} = \left[\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}[\mathbf{i}_1]^T, \tilde{\mathbf{b}}_{k,s}[\mathbf{i}_2]^T, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_{k,s}[\mathbf{i}_q]^T, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_{k,s}[\mathbf{i}_Q]^T \right]^T, \quad (3.28)$$

où

$$\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}[\mathbf{i}_q] = \left[\tilde{b}_{k,s}[i_{q,1}], \tilde{b}_{k,s}[i_{q,2}], \dots, \tilde{b}_{k,s}[i_{q,n_p}], \dots, \tilde{b}_{k,s}[i_{q,N_p}] \right]^T, \quad (3.29)$$

avec \mathbf{i}_q le vecteur d'indice défini par $\mathbf{i}_q = \{i_{q,n_p}\}_{n_p=1}^{N_p}$ et $i_{q,n_p} = (q-1)N_p + n_p$, pour $q=1,2,\dots,Q$ et $n_p=1,2,\dots,N_p$. Afin de simplifier l'écriture dans les figures 3.5 à 3.8, la représentation de ces groupements de N_p symboles pour les signaux au niveau chip, comme $y(t;n)$, sont représentés en remplaçant n par le vecteur d'indice \mathbf{i}_q , soit $y(t;\mathbf{i}_q)$.

Considérant cette nouvelle écriture des données, le passage par le bloc FB, figure 3.6.a, pour chaque étage s et partition q de l'utilisateur k , utilise les mêmes coefficients \mathbf{w}_k exprimés en (3.3) mais cette fois avec $1 < v \triangleq \text{mod}(i_{q,n_p}, N_{nc}) \leq N_{nc}$. L'expression (3.30) définit l'opération de ce processeur élémentaire pour l'utilisateur k . Comme le montre la figure 3.6.a,

ce calcul est effectué avec un multiplieur-accumulateur, composé d'un multiplieur, d'un additionneur et d'un registre.

$$\tilde{b}_{k,s} \left[i_{q,n_p} \right] = \mathbf{w}_{k,v}^H \hat{\mathbf{y}}_{k,s-1} \left[i_{q,n_p} \right]. \quad (3.30)$$

Le processeur d'étalement, PE SB exécute l'équation (3.31). Dans sa représentation en figure 3.6.b, la multiplication des données $\hat{b}_{k,s} \left[i_{q,n_p} \right]$ avec les codes effectifs pour $s=1$ est réalisée parallèlement pour les parties réelles et imaginaires avec deux multiplieurs. De cette façon, le temps de calcul de cette multiplication est divisé par 2. L'accumulation du des codes du groupe de N_p est réalisée avec le bloc d'addition, B_{add1} , composé de 5 additionneurs en parallèle.

$$\begin{aligned} z_{k,s} \left(t; i_{q,n_p} \right) &= \hat{b}_{k,s} \left[i_{q,n_p} \right] \hat{\Theta}_k \left(t; i_{q,n_p} \right) = f \left(\tilde{b}_{k,s} \left[i_{q,n_p} \right] \right) \hat{\Theta}_k \left(t; i_{q,n_p} \right), \\ &= \hat{b}_{k,s} \left[i_{q,n_p} \right] h_k \left(t; i_{q,n_p} \right) \otimes d_k \left(t; i_{q,n_p} \right). \end{aligned} \quad (3.31)$$

Ici une table, appelée LUT pour «*Look Up Table*», est employée dans le but de représenter la fonction tangente hyperbolique de la fonction de décision, $f(\bullet)$ (3.5), nécessaire au premier étage de la structure de détection. De plus dans cette équation (3.31), pour $s \neq 1$, le calcul de $\hat{\Theta}_k \left(t; i_{q,n_p} \right)$ est considérée sans multiplication puisque les codes d'étalement sont constituées uniquement de ± 1 et $f \left(\tilde{b}_{k,s} \left[i_{q,n_p} \right] \right) \in \{-1, 0, +1\}$ comme dit dans la section II.2.

Les expressions (3.32) à (3.34) décrivent les opérations réalisées par le PE ICB. Comme on peut le constater ce dernier n'est constitué que d'opérations d'additions et d'inversions

de signe. C'est pour cette raison que le cœur du processeur ICB, figure 3.6.c, est un bloc d'addition, B_{add2} , composé lui aussi 5 additionneurs en parallèle.

$$Z_s(t; i_{q,n_p}) = \sum_{k=1}^K z_{k,s,q}(t; i_{q,n_p}) \quad (3.32)$$

$$\xi_{k,s}(t; i_{q,n_p}) = Z_s(t; i_{q,n_p}) - z_{k,s,q}(t; i_{q,n_p}) \quad (3.33)$$

$$\hat{y}_{k,s}(t; i_{q,n_p}) = y(t; i_{q,n_p}) - \xi_{k,s}(t; i_{q,n_p}) \quad (3.34)$$

La courbe en 3 dimensions, figure 3.7, fonction des processeurs élémentaires (PE), des étages considérés s , et du nombre d'utilisateurs k , permet d'observer la dépendance des données dans la structure de détection :

- Les PE FB d'un même usager k partagent les mêmes coefficients \mathbf{w}_k ;
- Les PE SB d'un même usager k partagent quant à eux les mêmes codes effectifs

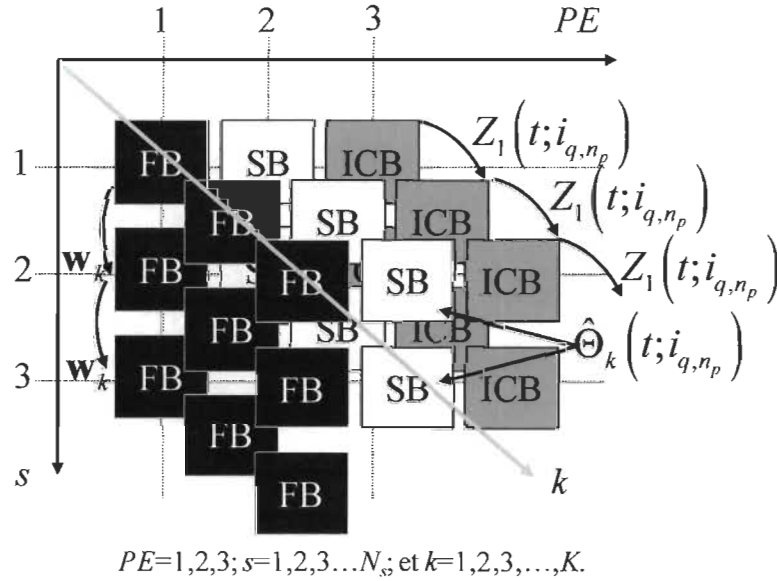


Figure 3.7 : Dépendance des données lors de l'exécution de la phase détection de ADIC.

notés ici $\hat{\Theta}_k(t; i_{q, n_p})$ (3.31);

- Les PE ICB d'un même étage s partagent la somme $Z_s \left(t; i_{q, n_p} \right)$ (3.32) entre tous les usagers k ;
- Enfin on observe bien ici que l'on répète la même structure en étages multiples pour tous les usagers.

Enfin, le diagramme temporel, figure 3.8, basé sur le graphique de dépendance de la figure 3.7, décrit pour un usager k comment les Q portions du signal se propagent, dans le temps d'une slot, à travers la structure d'adaptation en appliquant la technique pipeline. Le cycle d'horloge du pipeline, noté T_{clk}^d , est le même pour chaque processeur élémentaire et est déterminé par le processeur le plus lent. La désignation du processeur le plus lent dépend du débit de transmission considéré qui est défini par N_c , la taille du code

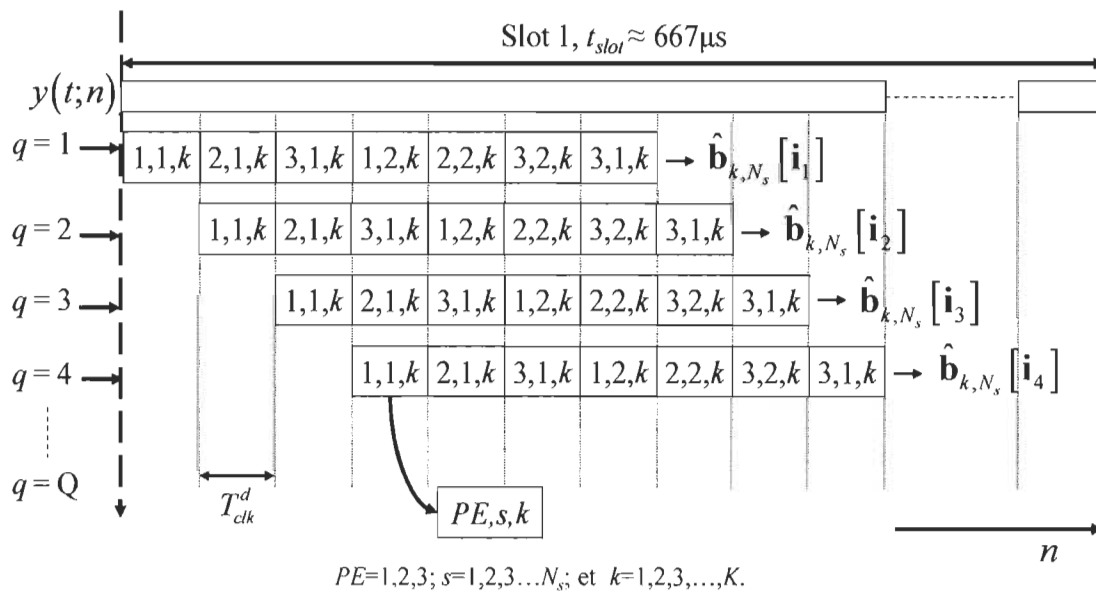


Figure 3.8 : Diagramme des opérations en fonction du temps de la phase détection de ADIC.

d'étalement : le PE FB est le plus lent pour $N_c = 16$ (64 kbps) et dans les cas de $N_c = 8$ (128 kbps) et $N_c = 4$ (256 kbps) c'est le PE SB le moins rapide. La latence de la phase détection est égale à $7 \times T_{clk}^d$ puisque les premiers symboles à sortir de la structure sont passés à travers 7 PE, après quoi la structure sort un résultat tous les coups d'horloge d'une durée T_{clk}^d .

III.4.3. Phase adaptation

La phase adaptation consiste en trois opérations principales, comme montré dans le diagramme temporel de cette phase pour l'utilisateur k en figure 3.9.

Soient :

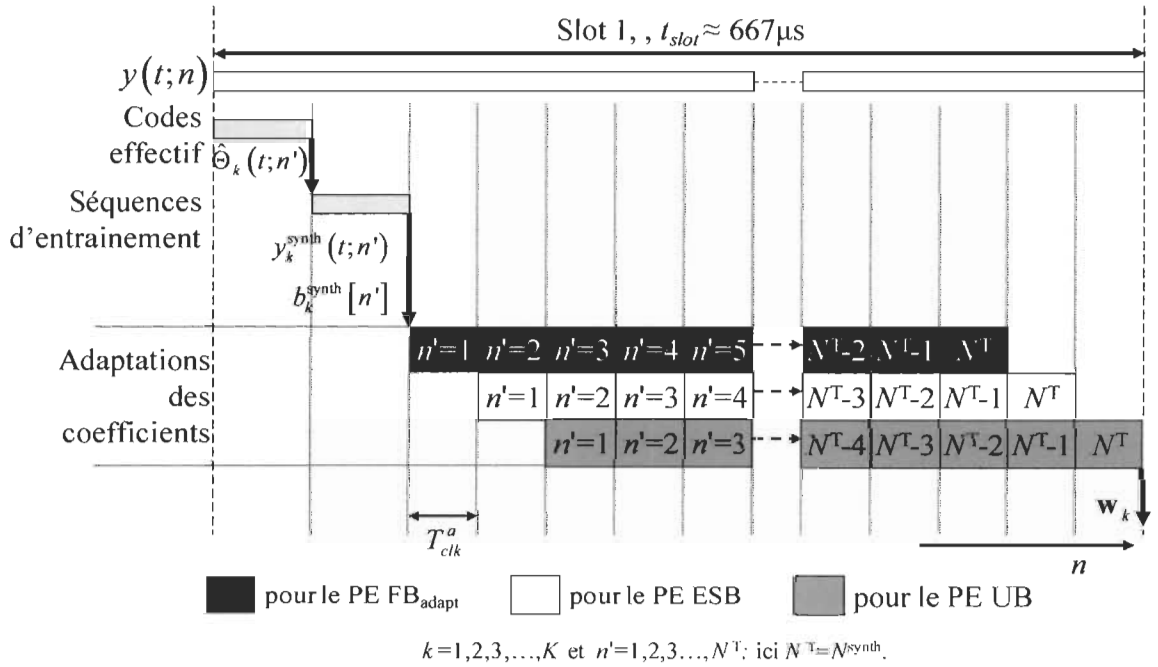


Figure 3.9 : Diagramme temporel des opérations de la phase adaptation de ADIC pour l'utilisateur k .

1. le calcul des codes effectifs $\hat{\Theta}_k(t; n')$ (3.20) pour les K usagers;
2. la construction des signaux d'apprentissage synthétiques comme fait en (3.10);
3. l'adaptation des coefficients \mathbf{w}_k faite par la méthode SM-NLMS [46], (3.14) à (3.16).

Cette mise à jour des coefficients est divisée en trois sous-opérations correspondantes aux processeurs élémentaires suivants, détaillés dans la figure 3.10 :

- le processeur élémentaire FB_{adapt} , «*Filter Block*» qui calcule le filtrage des coefficients $\mathbf{w}_{k,v} [n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}} [n']$ lors de la phase adaptation dans l'expression (3.14);
- le processeur élémentaire ESB, pour «*Error and Step size Block*», qui calcule l'erreur et le pas de convergence de la méthode itérative, dans les équations (3.14) et (3.16);
- le PE UB, pour «*Update Block*», qui calcule la mise à jour des coefficients, comme fait dans l'expression (3.15).

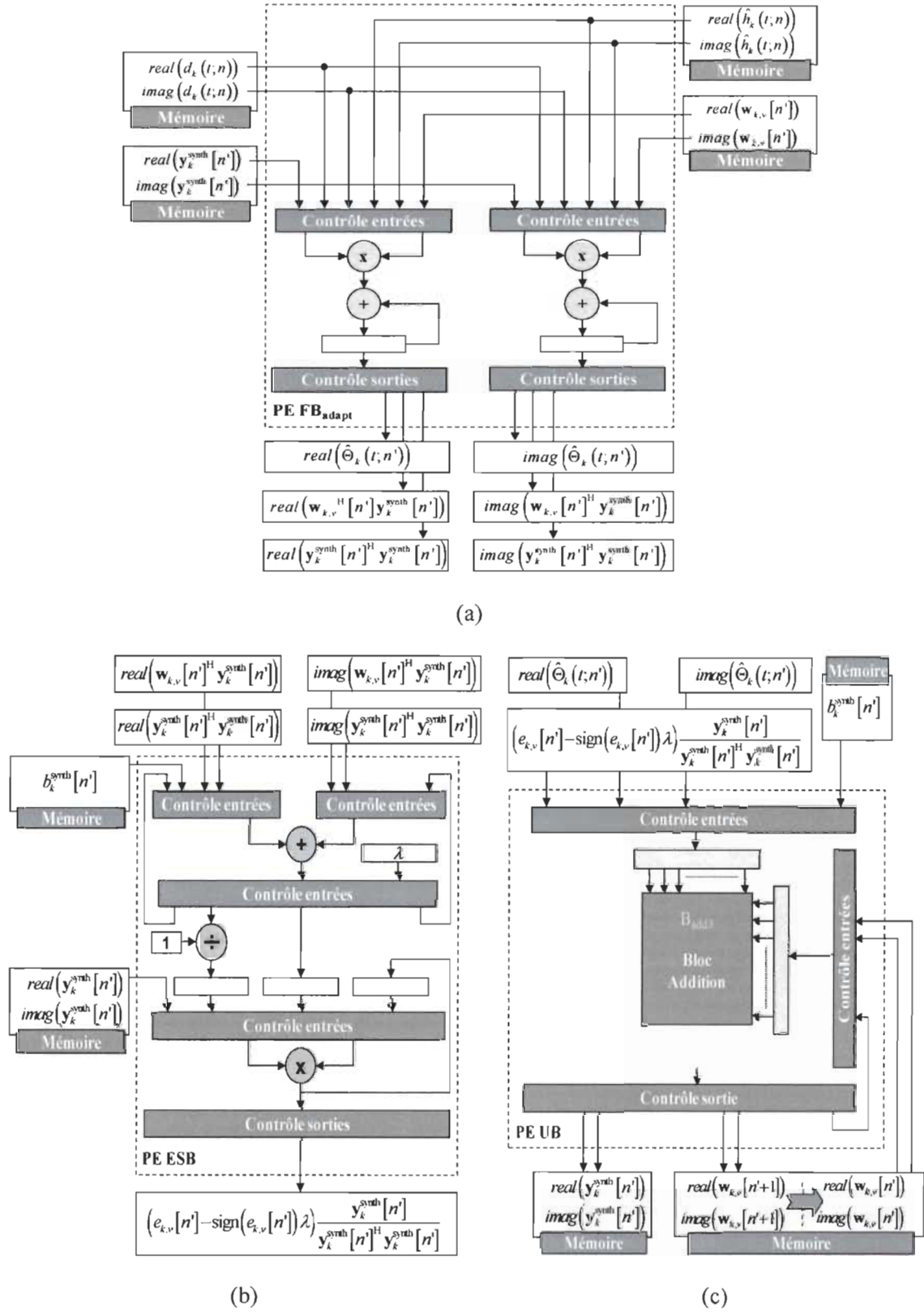
Ces PE ont été conçus pour réaliser les opérations d'adaptation des coefficients avec un arrangement en pipeline. Mais afin de ne pas ajouter de ressources supplémentaires, ces PE sont tout d'abord mis à contribution pour réaliser les deux autres opérations principales de cette phase que sont le calcul des codes effectifs et la génération des séquences d'apprentissage. Les caractéristiques de ces PE sont les suivantes :

- Afin de diminuer son temps de calcul, le PE FB_{adapt} , calcule les parties réelles et imaginaires des données traitées d'un usager k en parallèle; d'où les 2 multiplieur-accumulateurs, figure 3.10.a. Afin de réduire les ressources matérielles, ce même PE est utilisé pour réaliser : (i) le calcul des codes effectifs, puis lors de l'adaptation des coefficients, (ii) le passage par les filtres $\mathbf{w}_{k,v}[n']$ (3.14) et (iii) le calcul de la norme du signal $\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']$ soit $\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']$ dans (3.15);
- Le PE ESB, figure 3.10.b, à partir du résultat donné par le PE FB_{adapt} calcule l'erreur de convergence de la technique SM-NLMS pour l'utilisateur k , l'expression (3.14). Ce PE permet de réaliser la partie droite de l'équation (3.16) qui comme l'expose l'équation (3.17) inclut le pas de convergence. Cela revient à calculer $(e_{k,v}[n'] - \text{sign}(e_{k,v}[n'])\lambda) \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n'] / (\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n'])$. On observe qu'une opération de division est ici nécessaire afin d'inverser la norme $\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']$ issue du PE FB_{adapt} . Il est important de noter ici que cette division, qui est une opération complexe du point de vue intégration, n'est pas réalisée à chaque instant n' . Elle peut être partagée avec tous les usagers. En effet, grâce à la faible dynamique de signal $\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']$ dans une slot, cette division, au lieu d'être effectuée N^{synth} fois pour un usager k donné, peut être utilisée seulement $(3N_c/256)N^{\text{synth}}$ fois sans perte de performances pour tous les usagers et tous les débits de transmission. Dans la figure 3.10.b, l'additionneur sert à calculer l'erreur $e_{k,v}[n']$ puis $(e_{k,v}[n'] - \text{sign}(e_{k,v}[n'])\lambda)$. Le multiplieur quant à

lui est utilisé par la suite pour effectuer les produits de la norme inversée avec $(e_{k,v}[n'] - \text{sign}(e_{k,v}[n'])\lambda)$ dont le résultat est multiplié avec le vecteur $\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']$.

- Figure 3.10.c, le bloc d'additions $B_{\text{add}3}$, la seule unité arithmétique du PE UB, est composé de 3 additionneurs en parallèle. Ce PE permet ainsi, pour un usager k , (i) de calculer la séquence d'apprentissage $\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']$ à partir de $b_k^{\text{synth}}[n']$ et $\hat{\Theta}_k(t; n')$ et (ii) de déterminer les nouveaux coefficients $\mathbf{w}_k[n'+1]$. Ces coefficients remplacent les précédents dans la mémoire correspondante. Notons que pour alléger l'écriture, nous avons omis les données relatives au pilot qui interviennent dans le calcul des séquences d'apprentissage de l'équation (3.10).

La technique pipeline est appliquée à l'opération d'adaptation des coefficients figure 3.9. Le cycle d'horloge de ce pipeline est T_{clk}^a et correspond au temps de passage par le processeur élémentaire le plus lent. Au début, pour $n'=1$, le PE FB_{adapt} est en fonctionnement. Après un cycle d'horloge T_{clk}^a , les données de $n'=2$ pénètrent dans le PE FB_{adapt} alors que celles correspondant à l'instant $n'=1$ passent dans le PE ESB. Le coup d'horloge suivant, les données de l'instant $n'=3$ effectuent les opérations du PE FB_{adapt} , celles de l'instant $n'=2$ les opérations du PE ESB et celles correspondant à $n'=1$ rentrent dans le PE UB. De cette façon le processus de pipeline est appliquée à l'architecture d'adaptation et ce décalage des données se poursuit jusqu'à $n' = N^{\text{synth}}$. La latence et le débit de cette architecture pipelinée sont respectivement $2 \times T_{clk}^a$ et T_{clk}^a . Ce processus d'adaptation est appliqué de manière identique et indépendante aux K usagers.


 Figure 3.10 : Composition des PEs FB_{adapt} (a), ESB (b) et UB (c) de la phase adaptation.

III.5. COMPORTEMENTS DE LA FAMILLE ADIC

Le but du présent paragraphe consiste à analyser le comportement de la famille de récepteur ADIC, présentée dans ce chapitre, dans le contexte DS-CDMA. Lors de la description de cette classe d'algorithmes, nous avons notamment précisé le fonctionnement de deux MUD distincts : la méthode ADIC section III.3.1 et la méthode ADIC-LC section III.3.2, dont les philosophies d'adaptation diffèrent tout en restant conforme aux particularités de leur famille. Afin de correctement analyser nos deux méthodes, conformément aux objectifs du sujet de recherche, nous avons divisé cette section en quatre parties :

- Dans la première partie, nous ferons l'état des performances de détection de nos récepteurs dans différents contextes de transmission DS-CDMA. Nous comparerons nos résultats avec les méthodes Rake, Soft-MPIC et DF-soft-MPIC;
- Dans une deuxième partie, nous nous arrêterons plus en détails sur l'intérêt de notre structure d'adaptation : plus particulièrement en comparaison avec la méthode AL-MMSE présentée dans le chapitre II, en section II.3.2;
- La troisième partie abordera l'analyse de complexité de nos récepteurs multi-usager en comparaisons avec celles des méthodes références;
- Une quatrième partie traitera du compromis entre performance et complexité et d'une façon de le quantifier;
- Enfin dans une 5^{ème} section, des résultats préliminaires d'implantation seront exposés. Nous estimerons les ressources matérielles nécessaires à la réalisation de la méthode ADIC selon la stratégie d'implantation décrite dans ce chapitre.

III.5.1. Résultats en performance

Les conditions de simulation de base sont résumées dans le tableau 3.1. Tout comme dans le chapitre II où a été exposée notre première étude, nos simulations ont été effectuées dans le logiciel Matlab dans une plateforme de transmission DS-CDMA complète à la base d'autres travaux de recherche [25] et [29] dans notre laboratoire.

Tableau 3.1 : Paramètres de simulation de base de la plateforme de simulation.

Paramètres	Valeurs
Type de canal	Vehicular A
Fréquence d'échantillonnage	2 GHz
Fréquence du chip	3.84MHz
Fonction d'énergie unitaire $\psi(t)$ (2.2)	« <i>raised cosine</i> »
Facteur d'évanouissement de $\psi(t)$	0.22
Vitesse des usagers par défaut	3kmph
Estimateur des <i>taps</i> du canal	Corrélateur [67]
Estimation des délais du canal	parfaite
Répétitions de simulation par défaut	6000 slots

Dans nos simulations, les K signaux du pilot sont considérés annulés au récepteur avant le passage dans les détecteurs multi-usagers. Notons que même si il reste des résidus du pilot, cette condition favorise la détection des MUD et particulièrement les méthodes IC, qui sont nos méthodes de références principales. On pose $N_s = 5$ pour toutes les méthodes composées d'une structure en étages multiple comme le sont les méthodes : ADIC, ADIC-LC, soft-MPIC et DF-soft-MPIC. Le récepteur Rake base son fonctionnement sur $L_k = 6$ fingers.

Les paramètres des méthodes ADIC et ADIC-LC apparaissent dans le tableau 3.2. Aucun paramètre de ADIC-LC n'est stipulé pour 144 Kbps car cette méthode n'a pas été simulée dans ce contexte. Comparativement à ADIC, la taille des sous-filtres N_{SF} de ADIC-LC et son nombre d'itérations d'adaptation N^{synth} ont été diminués.

Tableau 3.2 : Paramètres de transmission et d'adaptation des méthodes ADIC et ADIC-LC en fonction du débit de transmission considéré.

Code d'étalement / Débit de transmission		$N_c = 16$ (64Kb/s)	$N_c = 8$ (144Kb/s)
Nombre de symboles par slot (N)		$2560 \div N_c = 160$	320
Taille des sous-filtres (N_{SF})	ADIC	$N_{SF} = 2N_c = 32$	16
	ADIC-LC	$N_{SF} = 1.5N_c = 24$	--
Trame d'entraînement (N^{synth})	ADIC	$N^{\text{synth}} = 3N = 480$	960
	ADIC-LC	$N^{\text{synth}} = 2N = 320$	--
Itération par sous-filtres	ADIC	30	30
	ADIC-LC	20	--
Valeur de décalage (N_{decal})	ADIC	$N_{\text{decal}} = (N_{SF} - N_c) / 2 = 8$	4
	ADIC-LC	4	--
Paramètres du SM-NLMS λ pour ADIC et MADIC		0.005	0.005

Avant de débiter la présentation des résultats, notons que pour chaque SNR, le BER présenté est issu d'une moyenne des BER de tous les usagers; ce BER de chaque usager étant une moyenne de l'erreur sur le bit par rapport au nombre de répétitions effectuées. Enfin, nous considérons qu'à partir d'un BER de 5% le décodeur qui suit le MUD est en mesure de retrouver entièrement l'information transmise.

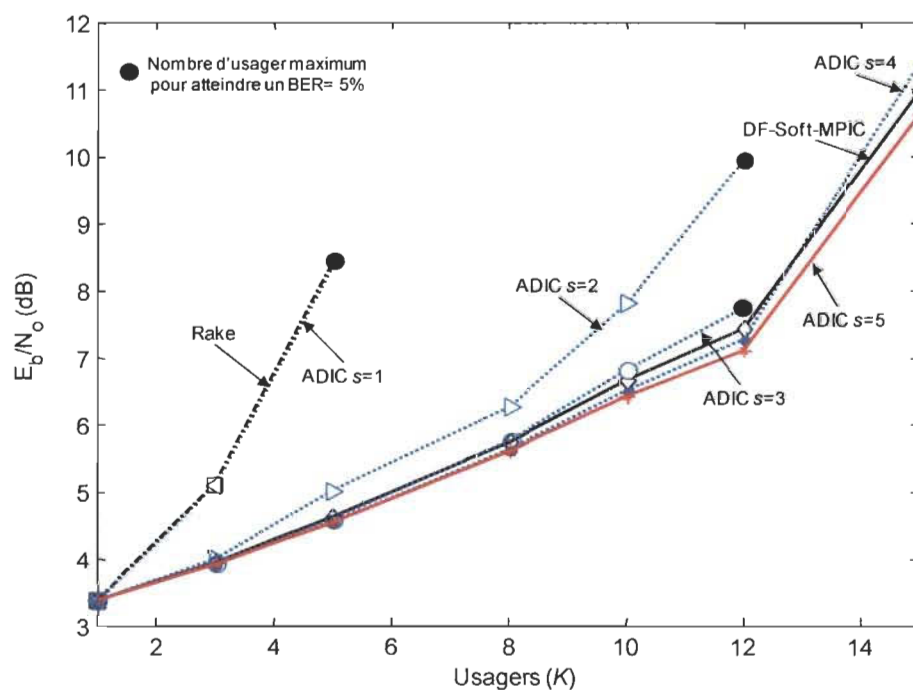


Figure 3.11 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC et ADIC.

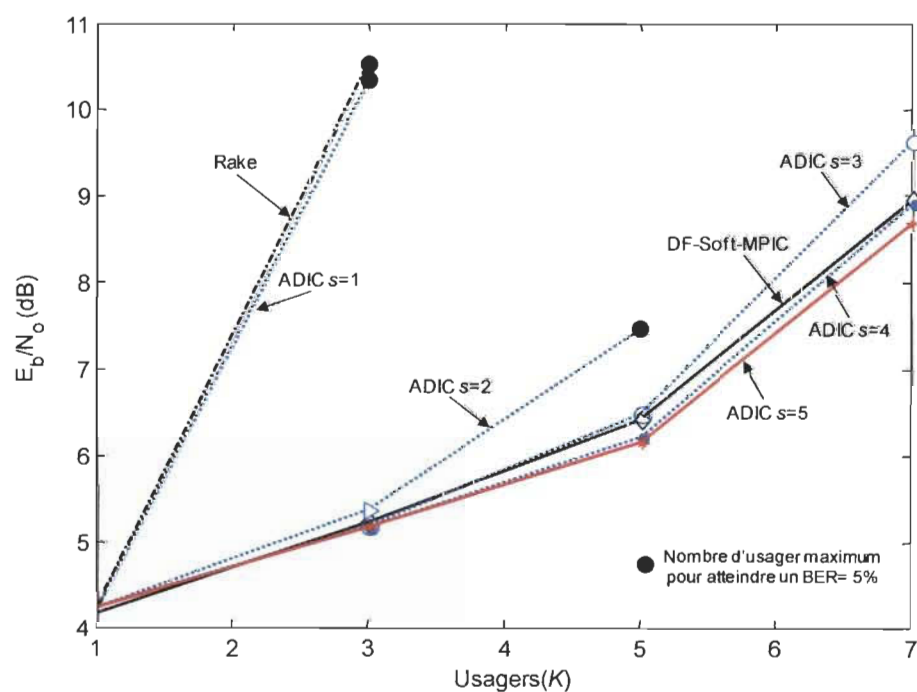


Figure 3.12 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 8$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC et ADIC.

Les figures 3.11 et 3.12, respectivement pour des débits de transmission de 64 Kbps ($N_c = 16$) et de 144 Kbps ($N_c = 8$), témoignent des résultats en BER de la méthode ADIC telle que paramétrée dans le tableau 3.1. Voici les points importants qui en découlent étage par étage :

- Pour $s=5$, les résultats en BER de ADIC sont sensiblement meilleurs que le 5^{ième} étage de la méthode DF-soft-MPIC, considérant les deux débits simulés;
- Pour $N_c = \{8, 16\}$, les BER retournés par le 4^{ième} étage de ADIC sont équivalents à ceux du 5^{ième} étage du DF-soft-MPIC;
- Pour $N_c = 16$, le 3^{ième} étage de la méthode ADIC ne parvient pas à atteindre un BER de 5% pour les 15 usagers en transmission simultanée, mais permet toutefois d'obtenir ce niveau de BER pour le nombre maximum d'usagers dans le cas de $N_c = 8$. La structure de détection de ADIC avec 3 étages retourne donc des résultats acceptables pour un niveau de complexité intéressant. Cette configuration représente ainsi un bon compromis entre performances et complexité. C'est pour cette raison que nous l'avons considérée comme structure de base pour notre proposition de stratégie d'implantation, figure 3.5 avec $s=3$.

La méthode ADIC retourne donc des bonnes performances de détection pour un contexte de transmission stationnaire (3kmph) et pour différents débits, puisqu'il performe aussi bien voir même mieux que le détecteur DF-soft-MPIC. Comme nous pouvons le constater dans ces courbes, le récepteur issu de la 2^{ième} génération de téléphone cellulaire, le Rake en ignorant les MAI performe nettement moins bien que les détecteurs multi-usagers.

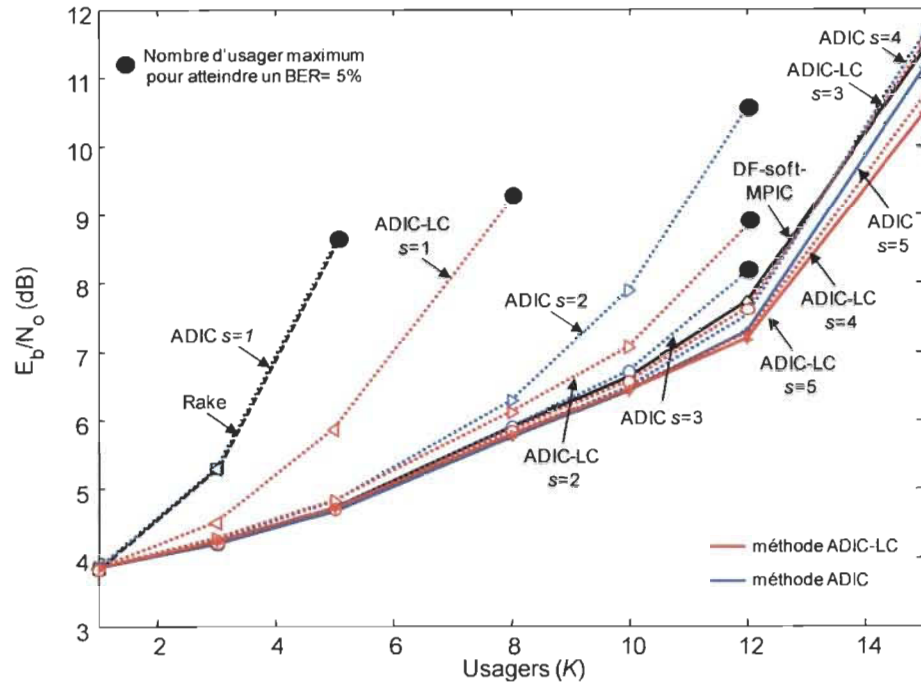


Figure 3.13 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d’usagers pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d’obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC, ADIC et ADIC-LC.

Cette figure 3.13 s’apparente directement avec la figure 3.11 : ayant été réalisée dans les mêmes conditions, pour $N_c = 16$ et à 3 kmph, mais pour 3000 slots de répétition et cette fois-ci avec la méthode ADIC-LC. On retrouve évidemment les mêmes constats entre les méthodes ADIC et DF-soft-MPIC que fait dans la figure 3.11. En changeant la philosophie d’adaptation comme exposé dans la section III.3.2, on peut observer que la méthode ADIC-LC pour une complexité équivalente à ADIC retourne à chaque étage de meilleurs résultats en BER :

- On remarque dans un premier temps que les performances retournées par les 1^{ier} et 2^{ième} étages de la méthode ADIC-LC surpassent respectivement de loin celles du Rake et du 1^{ier} étage de ADIC ainsi que celles du 2^{ième} étage de ADIC;

- Le résultat le plus intéressant du point de vue d'une recherche de compromis réside dans le BER obtenu au 3^{ième} étage de la méthode ADIC-LC. En effet avec 3 étages, basé sur des coefficients différemment adaptés, le détecteur ADIC-LC obtient des résultats quasi-similaires au 5^{ième} étage du DF-soft-MPIC. Ainsi contrairement au 3^{ième} étage de ADIC, cette technique est capable, pour une complexité équivalente, d'atteindre un BER de 5% pour 15 usagers avec 3 étages;
- Enfin, les résultats en BER des 4^{ième} et 5^{ième} étages de la méthode ADIC-LC, pour le nombre maximum d'usagers, sont meilleures que ceux du 5^{ième} étage de ADIC.

Le tableau 3.3 récapitule les gains intéressants en dB dus à l'application de la méthode ADIC-LC. Le 5^{ième} étage de la méthode ADIC-LC pour 15 usagers permet d'obtenir des gains de 0.65 dB et de 0.9 dB par rapport au 5^{ième} étage des méthodes ADIC et DF-soft-MPIC respectivement. Les gains du 5^{ième} étage de ces deux méthodes sont uniquement de 0.35 dB et de 0.09 dB par rapport au 3^{ième} étage de la méthode ADIC-LC. Ces résultats montrent donc l'intérêt de la deuxième approche adaptative appliquée à la famille ADIC, qui se base sur la combinaison linéaire (LC) de deux filtres : l'un conçu pour détecter l'information d'un usager et l'autre pour lutter contre ses interférences.

Tableau 3.3 : Gains d'intérêt en dB issus directement de la figure 3.13 entre les méthodes ADIC-LC, ADIC et DF-soft-MPIC.

K	Méthode comparée	Gain (dB)
15	ADIC-LC $s=5$ et ADIC $s=5$	0.65
	ADIC-LC $s=5$ et DF-soft-MPIC $s=5$	0.9
	ADIC $s=5$ et ADIC-LC $s=3$	0.35
	DF-soft-MPIC $s=5$ et ADIC-LC $s=3$	0.09
12	ADIC-LC $s=3$ et ADIC $s=3$	0.51

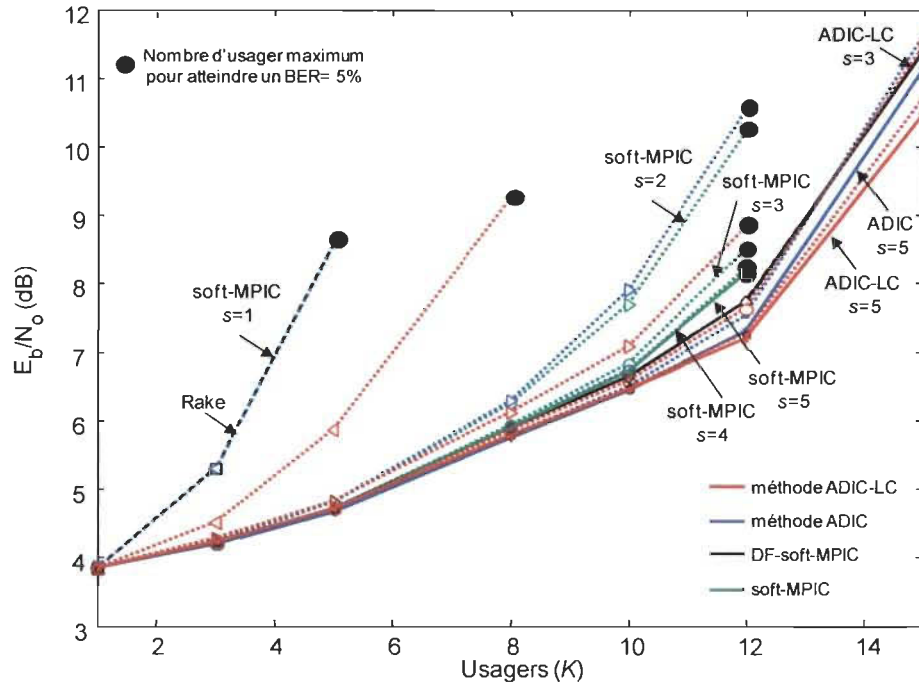


Figure 3.14 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC, ADIC, ADIC-LC et soft-MPIC (même courbe que figure 3.13 mais avec le soft-MPIC).

La figure 3.14 est issue d'exactement la même simulation que la figure 3.13 précédente qui nous a permis d'analyser les performances de la méthode ADIC-LC. Devenue populaire à cause de son bon compromis entre performances et complexité, nous allons focaliser ici sur les performances de la méthode soft-MPIC, en vert sur la courbe.

On observe rapidement que cette méthode multi-usager présente de moins bonnes performances que les autres MUD simulés : aucun de ses étages ne parvient à atteindre un BER de 5% pour 15 utilisateurs communiquant en simultané. Si son deuxième étage performe sensiblement mieux que celui de la méthode ADIC, les résultats de son 5^{ème} étage collent sur celui du 3^{ème} étage de ADIC. Cette méthode nous servira plus de références en complexité, qui est d'avantage la force de ce récepteur basé sur une structure parallèle à étages multiples telle que présentée dans la section II.2.2.

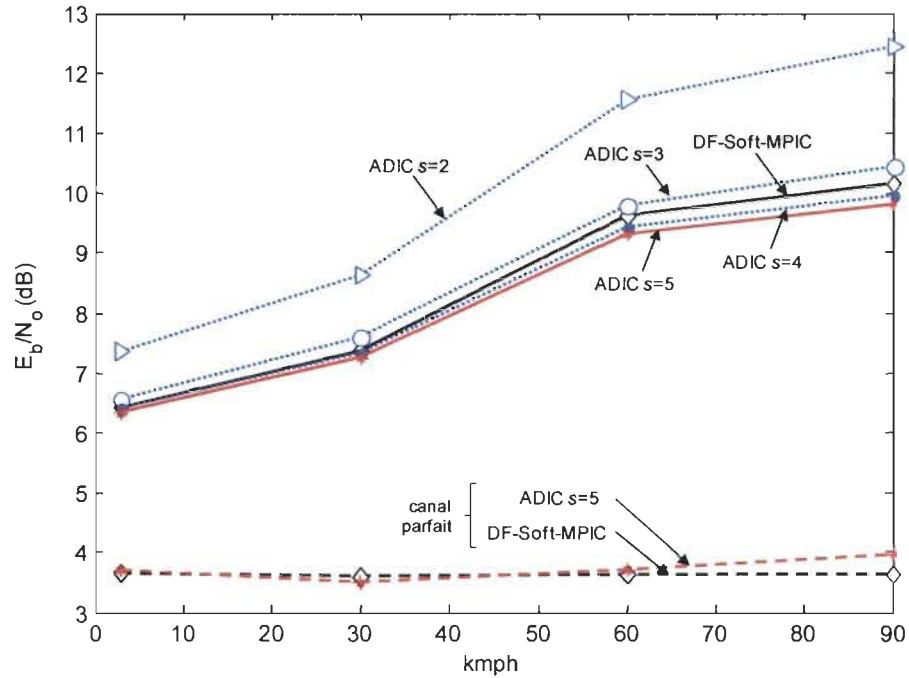


Figure 3.15 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction de la vitesse des mobiles, $N_c = 16$, $K=10$, afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes DF-Soft-MPIC et ADIC.

Considérons maintenant un contexte DS-CDMA dans lequel la vitesse des usagers, au nombre de 10, varie. Comme le montre la figure 3.15, la capacité des méthodes ADIC et DF-soft-MPIC à détecter l'information se détériore à cause notamment des performances moyennes de l'estimateur de canal utilisé ici : le Corrélateur [67]. En effet comme le montre cette courbe, les méthodes ADIC et DF-soft-MPIC ont également été simulées en parfaite connaissance des paramètres du canal de transmission. Il est en résulte que contrairement aux MUD basés sur l'estimateur de canal, ces deux récepteurs parviennent à atteindre un BER de 5% pour un niveau de bruit quasiment stable quelle que soit la vitesse de déplacement des mobiles. Toutefois on remarque que le DF-soft-MPIC se montre plus sensible que la méthode ADIC, car plus la vitesse augmente plus les résultats du 4^{ième} étage de ADIC deviennent meilleures que le 5^{ième} étage du DF-soft-MPIC.

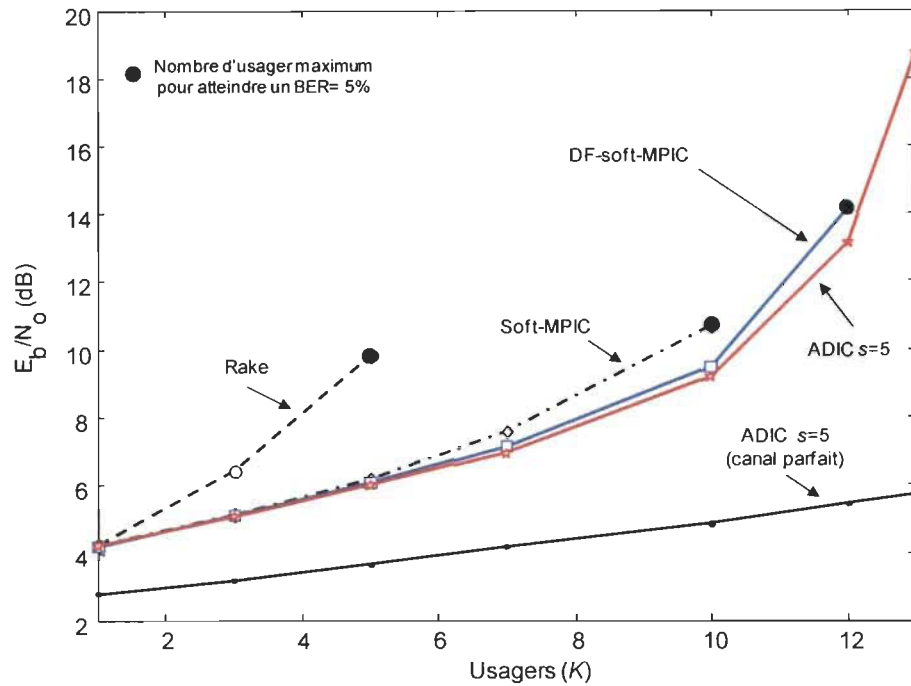


Figure 3.16 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 50 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour le Rake, DF-Soft-MPIC, soft-MPIC et ADIC ainsi que la méthode ADIC basée des estimées parfaites du canal d'une transmission par satellite .

Dans [C2] (section des publications), les performances des méthodes ADIC, soft-MPIC et DF-soft-MPIC sont présentées dans un contexte de transmission satellite basée sur un système DS-SS-SSMA. Le canal de la communication satellite a été représenté en considérant de forts délais de propagation et en fixant la vitesse des mobiles à 50 kmph afin d'obtenir des changements brusques et de fortes amplitudes. Il en résulte la figure 3.16. Dans ces conditions, ADIC pour $s=5$ est la seule à réussir à détecter 13 utilisateurs. Les détecteurs DF-soft-MPIC, soft-MPIC et Rake parviennent à retrouver l'information respectivement de 12, 10 et 5 utilisateurs en simultanée. ADIC affiche donc des gains de capacité de 8%, 30% et 160% par rapport à ces méthodes. De plus on note qu'ADIC observe des gains en SNR (*Signal to Noise Ratio*) de 1 dB et de 1.4 dB respectivement comparé au DF-soft-MPIC pour 12 utilisateurs et au soft-MPIC pour 10 utilisateurs.

III.5.2. Intérêt de la structure proposée

Les figures 3.17 et 3.18 ont pour but de présenter les attraits de la structure adaptative du récepteur ADIC, soient : le choix de sa séquence d'apprentissage et de la méthode SM-NLMS. Pour cela, nous avons introduit dans les simulations un autre MUD adaptatif, AL-MMSE, basé sur [18] et présenté en détail dans la section II.3.2. Ce récepteur AL-MMSE est ici adapté à partir de la technique itérative NLMS [43] avec une séquence d'adaptation de $N^{\text{synth}} = 2400$ symboles; soit 150 itérations par sous-filtre. Rappelons que le AL-MMSE adapte ses K filtres à partir du même signal, contenant les contributions des K usagers $y^{\text{synth}}(t; n')$ (2.24), contrairement à ADIC qui utilise la contribution de l'utilisateur correspondant au filtre considéré afin de les mettre à jour.

Tout d'abord dans la figure 3.17, on observe que la méthode AL-MMSE, avec sa séquence d'apprentissage 5 fois plus longue que celle utilisée dans ADIC (tableau 3.2) : (i) performe déjà moins bien que le 2^{ème} étage de ADIC; (ii) présente une complexité de calcul bien plus élevée (à cause de sa nécessaire longue séquence d'entraînement) que la structure totale de ADIC. Cela confirme les choix de la séquence d'apprentissage utilisée et de la structure de détection dans laquelle sont appliqués les coefficients adaptés.

Dans un deuxième temps, la figure 3.17 permet de comparer les résultats de la méthode ADIC en fonction de la valeur donnée au paramètre λ du SM-NLMS utilisé lors de la conception des coefficients. Il en résulte que pour $s=2$ et $s=5$, il est difficile de distinguer les résultats de ADIC avec $\lambda=0.02$ de ADIC avec $\lambda=0.005$. Cependant la version avec $\lambda=0.005$ performe sensiblement mieux; comme dit dans le chapitre II, λ représente la valeur de l'erreur à partir de laquelle la mise à jour des \mathbf{w}_k ne sera pas effectuée.

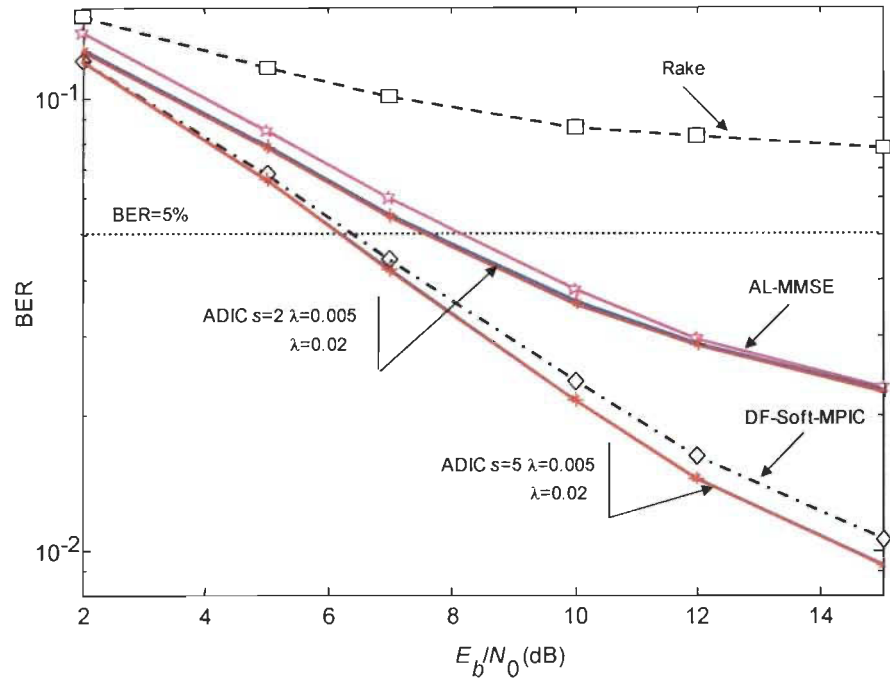


Figure 3.17 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB), $N_c=16$, $K=10$, à 3kmph, pour ADIC avec $\lambda=\{0.02,0.005\}$, pour les méthodes DF-soft-MPIC, Rake et AL-MMSE.

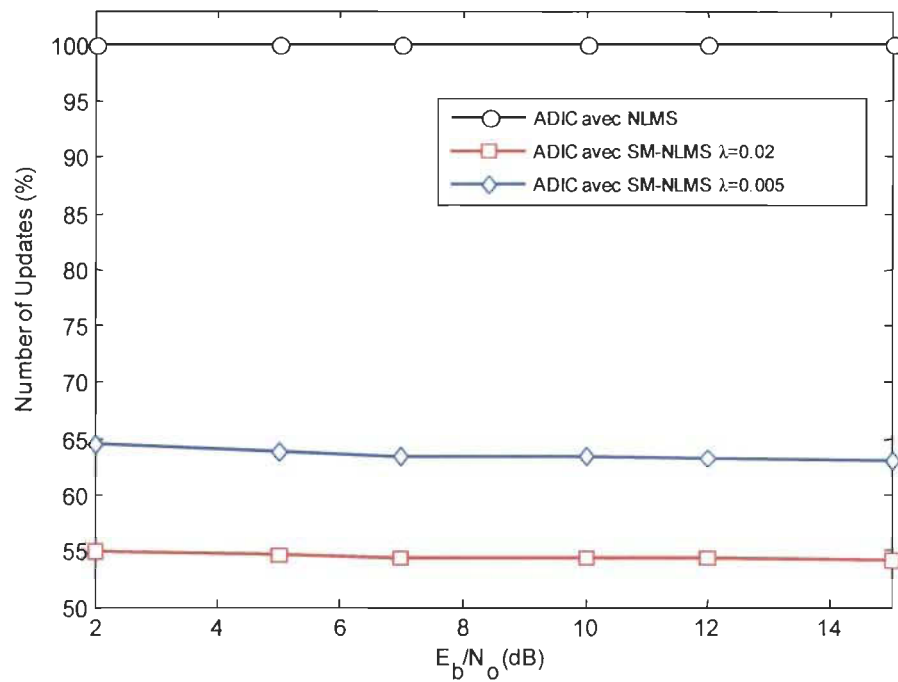


Figure 3.18 : Nombre d'adaptations des coefficients (en %) dans un slot en fonction du bruit, $N_c=16$, $K=10$, à 3kmph, pour ADIC avec $\lambda=\{0.02,0.005\}$ (SM-NLMS), et NLMS.

Si la figure 3.17 n'a pas montré de signe distinctif en performances entre les méthodes ADIC avec $\lambda=0.02$ et ADIC avec $\lambda=0.005$, la figure 3.18 permet de faire le lien entre le choix du paramètre λ et son incidence sur la complexité. En effet, comme le montre cette courbe les méthodes adaptatives NLMS, SM-NLMS avec $\lambda=0.005$ et le SM-NLMS avec $\lambda=0.02$ effectuent respectivement 100%, 65% et 55% des calculs de mise à jour des coefficients; cela équivaut respectivement à ≈ 20 ($\lambda=0.005$) et ≈ 17 ($\lambda=0.02$) données par sous-filtre au lieu des 30 qui passe dans le calcul de mise à jour. On peut parler ici d'une économie arithmétique comme détaillé dans section II.3.2.3, mais également d'une diminution du temps de convergence. En effet en évitant le passage par la mise à jour, le temps pour réaliser une itération d'adaptation diminue. Au bout du compte pour un même nombre d'itération, la méthode SM-NLMS converge plus vite que la technique itérative NLMS.

Afin de valider la bonne convergence de la méthode d'adaptation dans le processus d'apprentissage de ADIC, nous avons appliqué la méthode optimale de Wiener [43] à la place du SM-NLMS. Notons que si la méthode de Wiener détermine les filtres optimaux

$$\mathbf{Wopt}_k[n'] = [Wopt_1, Wopt_2, \dots, Wopt_{N_{SF}}]$$

pour chaque usager k , sa complexité de calcul reste très importante. Tout comme effectué dans ADIC, une fois les données $b_k^{\text{synth}}[n']$ déterminées de façon aléatoire, les signaux reçus $\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']$ de chaque usager sont construits comme dans (3.10) et mis sous forme matricielle (3.11), avec ici $n' = 1, 2, \dots, N$.

Par la suite pour chaque usager k et chaque symbole n' , la matrice d'autocorrélation du signal reçu synthétique, notée $\mathbf{R}_k[n']$, est calculée telle que montrée par l'expression (3.35), ainsi que le vecteur de cross-corrélation $\mathbf{p}_k[n']$ entre le symbole transmis et son

signal reçu correspondant (3.36). À partir de $\mathbf{R}_k[n']$ et $\mathbf{p}_k[n']$, la méthode Wiener détermine les filtres optimaux de chaque symbole pour chaque usager comme le présente l'équation (3.37) [43].

$$\mathbf{R}_k[n'] = E[\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n'] \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^T] \quad (3.35)$$

$$\mathbf{p}_k[n'] = E[b_k^{\text{synth}}[n'] \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']] \quad (3.36)$$

$$\mathbf{W}_{\text{opt}_k}[n'] = \mathbf{R}_k[n']^{-1} \mathbf{p}_k[n'] \quad (3.37)$$

La figure 3.19 présente les résultats de simulation qui compare le détecteur ADIC adaptée avec la méthode SM-NLMS et la méthode de Wiener. On observe ainsi que, pour 10 et 15 usagers dans le cas d'un canal parfaitement estimé ou non, la solution déterminée par le

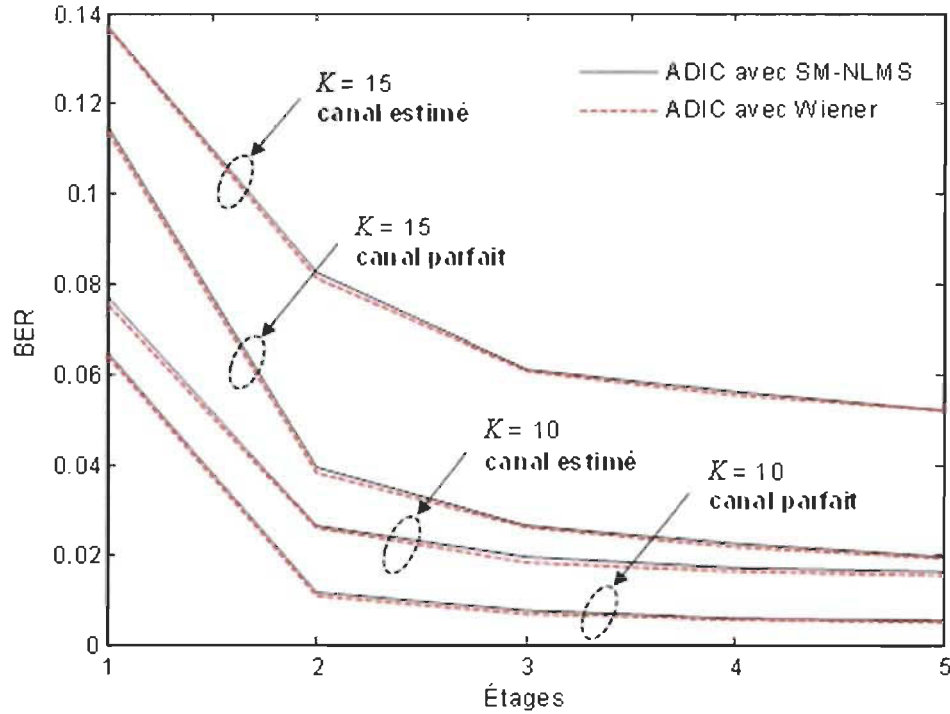


Figure 3.19 : BER en fonction du nombre d'étages pour la méthode ADIC adaptée avec la méthode SM-NLMS et la méthode optimale de Wiener pour $K=10$ et $K=15$ dans le cas d'un canal parfait et d'un canal estimé par le corrélateur.

SM-NLMS tend fortement vers la solution optimale de Wiener. Le nombre d'itérations d'adaptation choisit pour faire converger la méthode SM-NLMS est donc ainsi jugé suffisant.

III.5.3. Résultats en complexité

Afin de rester conforme à l'idée d'une intégration en VLSI de la méthode ADIC dans un composant que ce soit dans un FPGA (*Field-Programmable Gate Array*), dans un DSP (*Digital Signal Processor*) ou encore dans un circuit dédié (ASIC - *Application-Specific Integrated Circuit*), l'estimation de la complexité a été représentée dans un premier temps en terme de *Full Adder* (FA) puis en millions d'opérations par seconde (MOPS – *Million Operaton per Second*). Ces deux représentations de la complexité se basent sur le nombre d'additions et de multiplications nécessaires pour réaliser les algorithmes de détections multi-usagers DF-soft-MPIC, soft-MPIC et ADIC. Les figures 3.20 et 3.21 présentent respectivement les nombre d'additions et de multiplications réelles nécessaires aux méthodes MUD pour détecter 15 slots à 64kbps ($N_c = 16$); débit pour lequel les opérations requises sont les plus importantes.

Les FA permettent d'exprimer sous un même terme les opérations principales des algorithmes MUD (additions et multiplications) tout en tenant compte de la représentation binaire des données. En effet, un FA est une unité arithmétique élémentaire, ou circuit logique, utilisée aussi bien pour réaliser un additionneur qu'un multiplieur. On considère qu'une addition requière N_q FA et qu'une multiplication nécessite N_q^2 FA; avec N_q la taille du mot de bits nécessaire pour représenter les données de la structure ADIC avec suffisamment de précision.

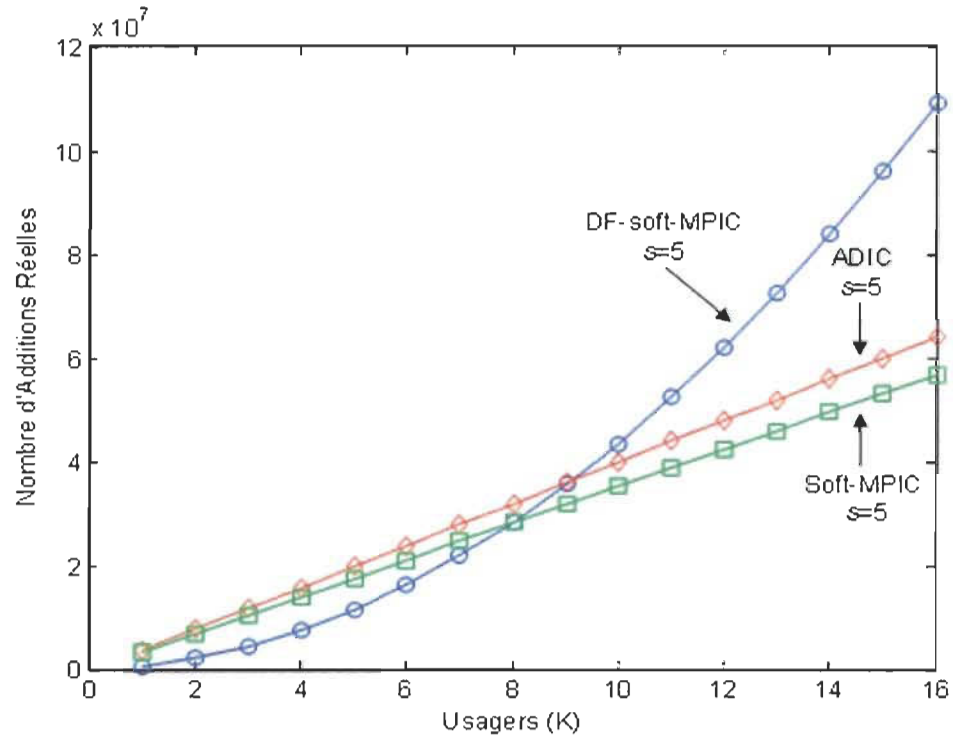


Figure 3.20 : Nombre d'additions réelles requis aux méthodes DF-soft-MPIC, soft-MPIC et ADIC en fonction du nombre d'utilisateurs pour détecter 15 slots (1 trame) à $N_c=16$ avec $N_s=5$.

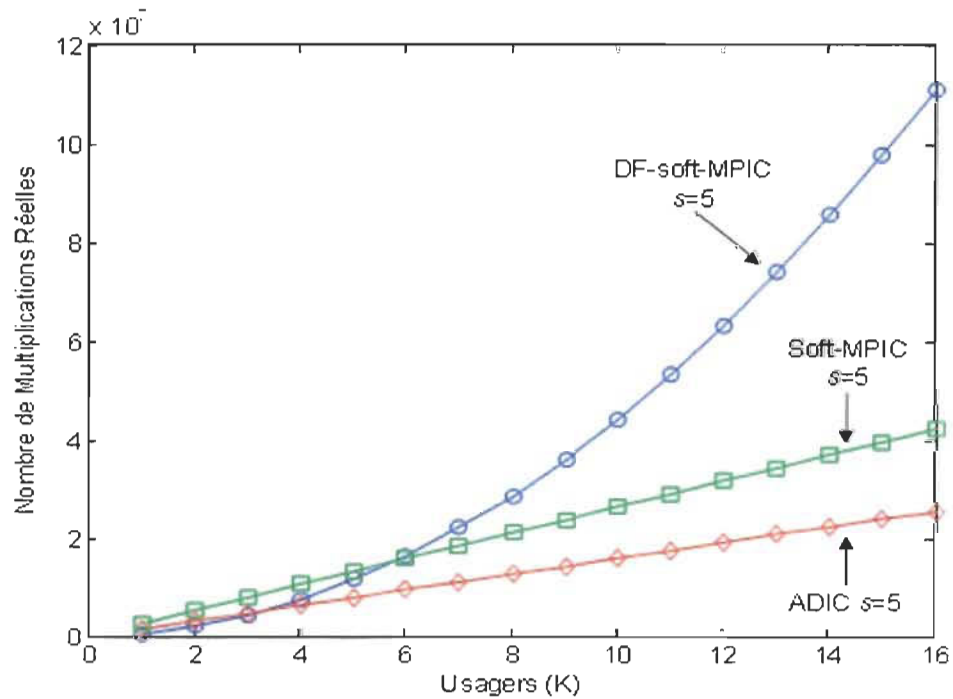


Figure 3.21 : Nombre de multiplications réelles requis aux méthodes DF-soft-MPIC, soft-MPIC et ADIC en fonction du nombre d'utilisateurs pour détecter 15 slots à $N_c=16$ avec $N_s=5$.

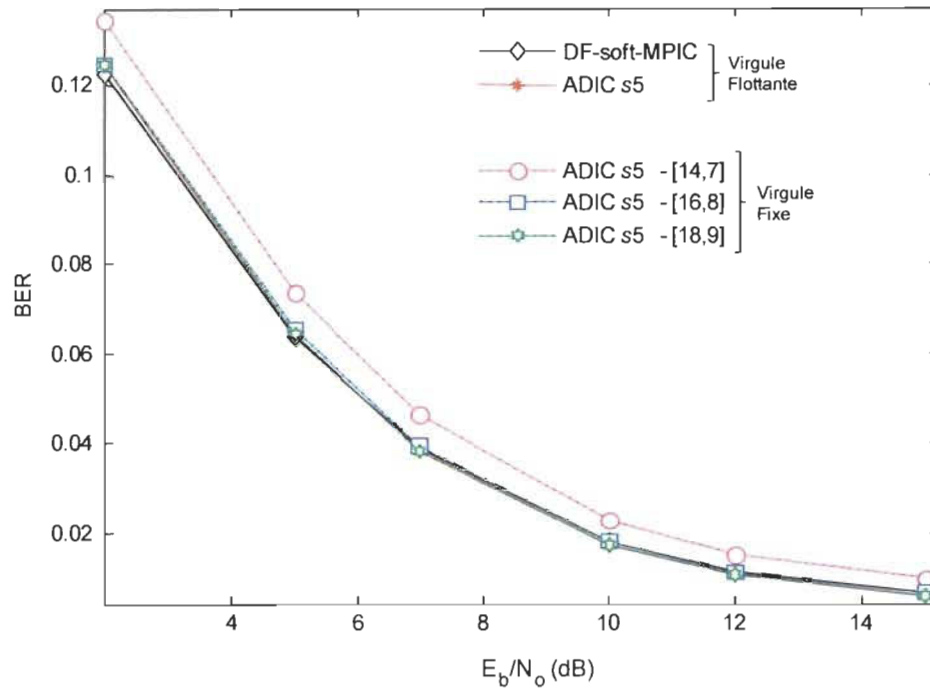


Figure 3.22 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB) pour $K=10$ et $N_c = 16$ pour les méthodes DF-soft-MPIC et ADIC avec une représentation en virgule flottante et pour ADIC avec des représentations en virgule fixe pour 18, 16 et 14 bits, la virgule étant au milieu.

La figure 3.22 fait état de l'étude de quantification réalisée pour déterminer la longueur N_q du mot binaire nécessaire afin de ne pas dégrader les performances de détection de ADIC. On peut constater que mise à part pour le cas d'une représentation binaire sur 14 bits, toutes les autres courbes se confondent. La représentation des données de ADIC se fera donc sur $N_q=16$ bits avec laquelle la perte du gain en SNR est inférieure à 0.1 dB.

La première étape afin de calculer cette complexité en termes de FA a consisté à calculer les nombres d'additions et de multiplications réels requis pour chaque méthode à partir de leurs algorithmes respectifs. Notons que dans cette évaluation nous avons exclus les multiplications par ± 1 et évité de comptabiliser des multiplications en présence de 0. Par la suite les résultats en termes de *full adder* (FA) ont été effectués en appliquant N_q comme expliqué au début de ce paragraphe.

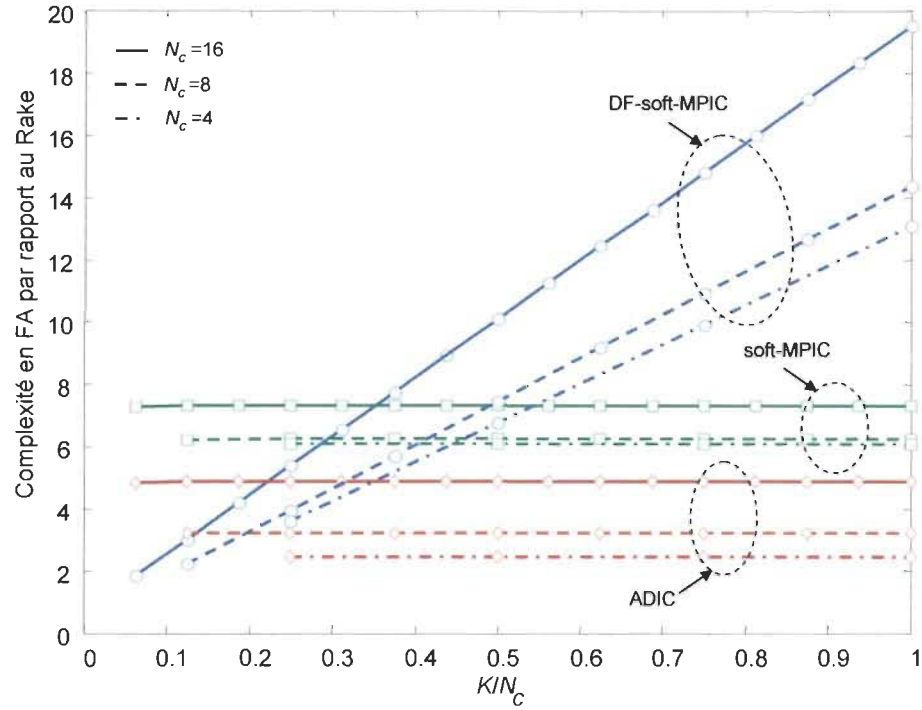


Figure 3.23 : Nombre de FA nécessaires à ADIC, au soft-MPIC et au DF-soft-MPIC par rapport au Rake pour 1 trame avec 15 mises à jour par trame, $N_s=5$, $N_q=16$ bits, $N_c=\{4,8,16\}$.

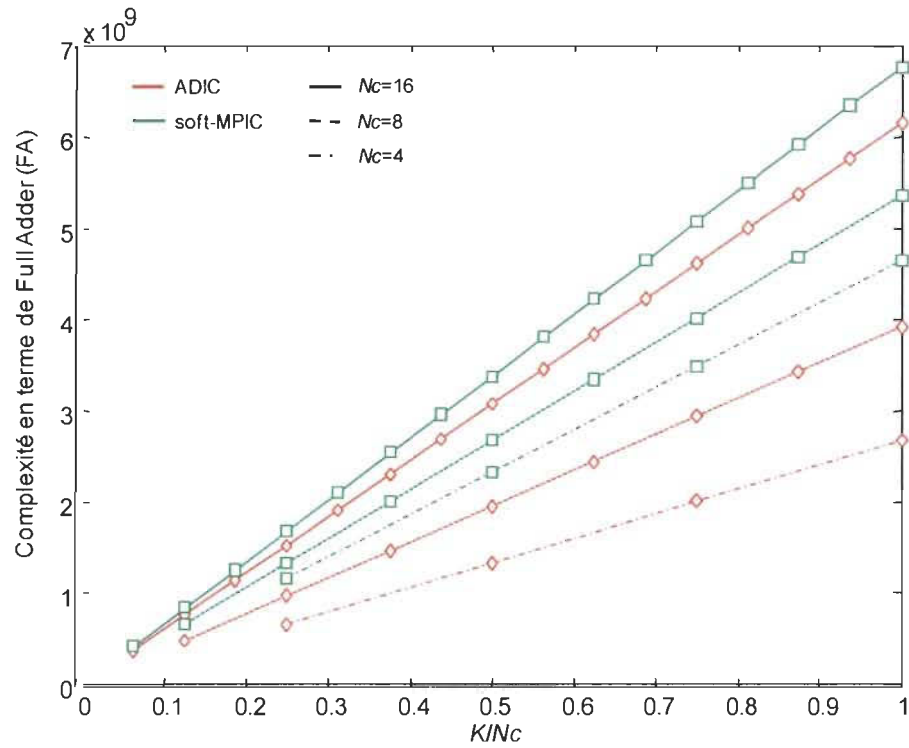


Figure 3.24 : Nombre de FA nécessaires à ADIC et au soft-MPIC pour 1 trame avec 15 mises à jour par trame, $N_s=3$, $N_q=16$ bits et $N_c=\{4,8,16\}$.

La complexité de la méthode ADIC en terme de FA par rapport à celle du Rake est présentée dans la figure 3.23 pour $N_s = 5$ étages en comparaison avec le DF-soft-MPIC (en bleu) et le soft-MPIC (en vert) et pour $N_c = \{4, 8, 16\}$. On remarque en premier lieu que la complexité la plus faible est obtenue avec ADIC (en rouge) : entre 2.45 ($N_c=4$) à 4.9 ($N_c=16$) fois plus complexe que le Rake seulement. Ce résultat est dû à l'application de plusieurs réductions en complexité mises bout à bout énoncées ici :

- Sa structure de détection avec ses filtres conçus pour être de faible dimension. Ici nous avons appliqué des filtres de longueur $N_{sf} = 1.5N_c$: comme fait dans la méthode ADIC-LC lors de la simulation de la figure 3.13 (voir tableau 3.2);
- L'application de la méthode WLP [38], section III.4, dont l'avantage et l'intérêt apparaissent uniquement lors du produit de deux vecteurs complexes (voir l'exemple dans III.4) : soit dans notre cas, lors du passage des signaux à travers nos filtres lors des phases adaptation et détection;
- La fonction de décision qui permet d'éviter l'utilisation de multiplications lors de l'opération d'étalement décrite en (3.6) pour $N_s > 1$;
- Enfin il ne faut pas oublier que la phase d'adaptation de ADIC, qui fournit des coefficients permettant de faire la différence aux niveaux des performances de détection, observe une complexité que l'on peut qualifier de limitée, due : au choix de la séquence d'apprentissage que joue le nombre d'itérations N^{synth} nécessaire et au choix de la méthode d'adaptation SM-NLMS qui comme on a pu le voir dans la figure 3.18 permet de réduire le nombre de mises à jour des coefficients. Nous avons considéré ici $N^{\text{synth}} = 2$ sans réduction de mises à jour.

Dans un deuxième temps, figure 3.23, on remarque les forts résultats en complexité de la méthode DF-soft-MPIC. Ceux-ci sont dus au calcul de la matrice d'auto-corrélation des codes effectifs nécessaire à son fonctionnement. Dans ces conditions, le détecteur DF-soft-MPIC se trouve à être de 4 à 5 fois plus complexe que la méthode ADIC et entre 12 à 20 fois plus que le Rake suivant le débit considéré. De complexité plus abordable, la méthode soft-MPIC quant à elle présente une complexité de 1.55 à 2.45 fois plus complexe que le récepteur ADIC et entre 6 à 7.25 fois plus complexe que le Rake en fonction du débit de transmission.

Dans la figure 3.24 cette fois pour 3 étages de détection, l'écart de complexité entre ADIC et le soft-MPIC est plus faible. En effet dans ce cas la complexité arithmétique de phase adaptation de ADIC se fait plus ressentir car moins diluée par la complexité des étages de détection, comme c'est le cas dans la figure 3.23 avec $s=5$. Enfin rappelons ici que l'on considère la complexité des méthodes ADIC et ADIC-LC équivalentes.

La complexité en FA s'accorde bien au vue d'une intégration dans un circuit ASIC ou dans un FPGA, mais pas dans un DSP. Nous avons donc également exprimé la complexité en termes de millions d'opérations par seconde (MOPS). Pour cela, nous assumons que chaque opération, que ce soit une addition réelles (Figure 3.20) ou une multiplication réelles (Figure 3.21), utilise chacune un cycle d'horloge du DSP. Ainsi, nous considérons la sommes du nombre d'additions et de multiplications réelles nécessaires aux méthodes pour détecter une trame de 10ms, à cette somme nous appliquons les calculs suivants : (i) multipliée par 10^3 afin d'avoir le nombre d'opérations dans une seconde et (ii) divisée par 10^6 afin d'obtenir les résultats en million d'opérations. On obtient ainsi les figures 3.25 et 3.26 pour 64kbps.

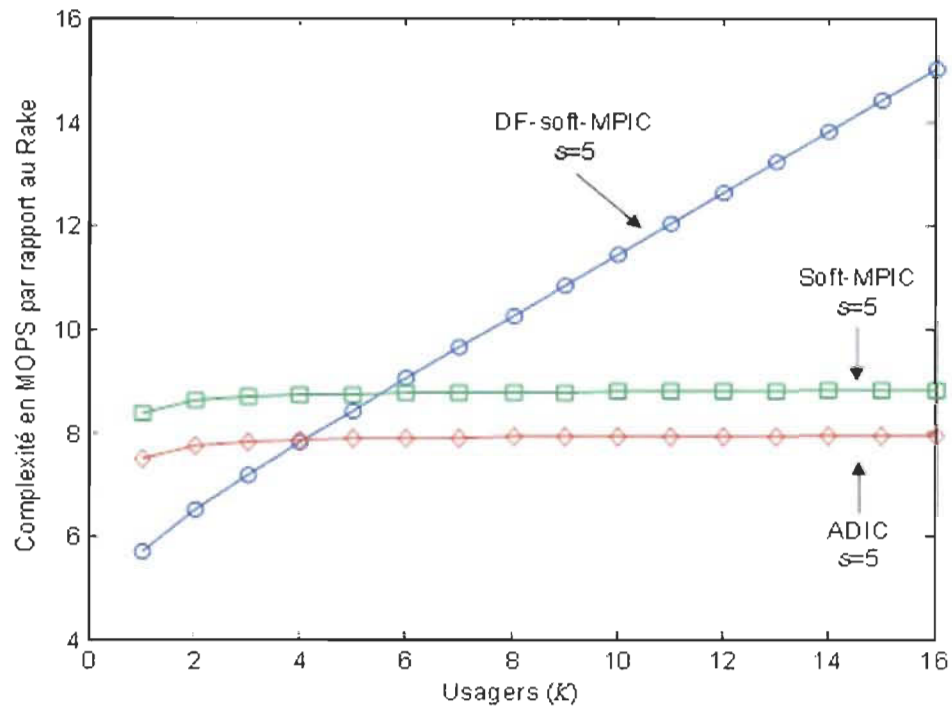


Figure 3.25 : Nombre de MOPS nécessaires à ADIC, au soft-MPIC et au DF-soft-MPIC par rapport au Rake pour 1 trame avec 15 mises à jour par trame, $N_s=5$ et $N_c=16$.

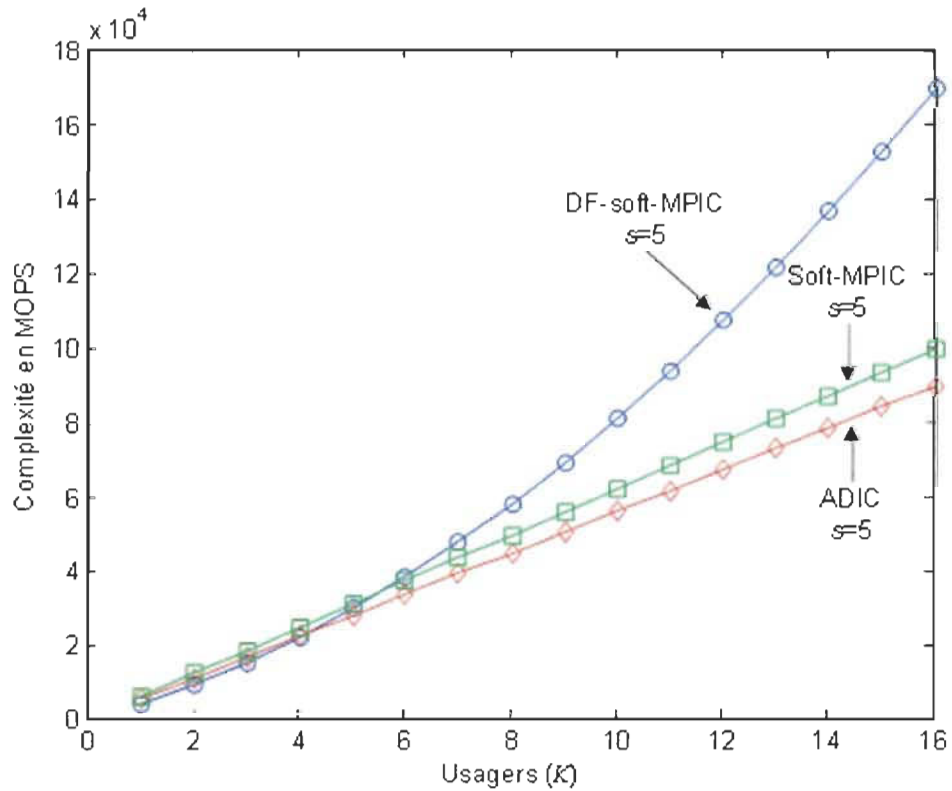


Figure 3.26 : Nombre de MOPS nécessaires à ADIC et au soft-MPIC pour 1 trame avec 15 mises

à jour par trame, $N_S=5$ et $N_c=16$.

Tout comme observé dans les figures en termes de *Full Adder*, en termes de MOPS la méthode ADIC reste moins complexe que les méthodes DF-soft-MPIC et soft-MPIC. Cependant l'écart en complexité entre la méthode ADIC et les autres MUD s'est réduit : pour 16 usagers à $N_c = 16$, le DF-soft-MPIC et le soft-MPIC sont respectivement 2.5 et 1.10 fois plus complexe que ADIC en termes de MOPS. En termes de *Full Adder*, les récepteurs DF-soft-MPIC et soft-MPIC étaient respectivement 4 et 1.55 fois plus complexe. Cela est dû au plus grand nombre de multiplications impliquées dans les 2 méthodes MPIC par rapport à ADIC. En effet contrairement à l'évaluation en FA, en termes de MOPS aucune différence n'est observée entre une multiplication et une addition.

En figure 3.26, il est intéressant de noter que les MUD ADIC, soft-MPIC et DF-soft-MPIC nécessitent respectivement 8900 MOPS, 9900 MOPS et 22000 MOPS. Ainsi on note que l'écart entre ADIC et le soft-MPIC reste élevé avec 1000 MOPS. Enfin quel que soit le MUD considéré son nombre de MOPS est trop élevé pour une intégration dans un DSP. En effet, à titre d'exemple le DSP commercial de Texas Instrument, le TMS320C64xx, atteint un maximum de 240 MOPS. Il faut noter également que notre estimation est une estimation du premier ordre puisque nous n'incluons aucun cycle pour remplir et vider les pipelines ainsi que les cycles d'accès aux données et structure des algorithmes. De toute évidence, un DSP commercial ne peut pas satisfaire les besoins, d'autant plus que nos estimés ne sont que pour une antenne par secteur alors qu'en pratique nous avons au moins 2 antennes par secteurs et 3 secteurs par BTS. C'est pour cette raison que nous avons considéré par la suite une représentation en termes *Full Adder* et dirigé nos travaux vers une implantation sur FPGA.

III.5.4. Résultats en terme de compromis

Interrogeons-nous maintenant sur la méthode qui présente le meilleur compromis entre performances et complexité. Pour se faire, une manière intéressante d'évaluer ce compromis réside dans l'utilisation d'une fonction de coût définie pour K usagers par :

$$J(K) = \text{SNR}_{\text{loss}} \times \text{FA}_{\text{MUD}} \quad (3.38)$$

où, pour chaque MUD évalué, (i) le terme SNR_{loss} désigne ses performances, puisque SNR_{loss} représente les pertes en SNR du MUD par rapport à un MUD fonctionnant en parfaite connaissance du canal, et (ii) FA_{MUD} est la quantité de FA nécessaire pour réaliser ce MUD. Ce critère de la fonction de coût assume que les performances, en dB, et la complexité, en terme de FA, ont une importance équivalente.

La figure 3.27 dévoile, sous la forme de la fonction de coût $J(K)$, les résultats de compromis entre performances et complexité pour différentes méthodes et différentes valeurs d'étages utilisés dans leur structure de détection respective. Les résultats en performance et en complexité utilisés dans (3.38) sont ici directement issus des simulations illustrées par les figures 3.14, 3.23 et 3.24. Notons que la fonction de coût a été ici normalisée par rapport à la valeur maximale calculée et que la figure a été agrandie sur la partie qui nous intéresse le plus.

On observe ainsi sur la figure 3.27 que malgré ses excellentes performances de détection au 5^{ième} étage, le DF-soft-MPIC voit son résultat $J(K)$ dramatiquement augmenter, quasiment exponentiellement, en fonction du nombre d'usagers considéré : bien entendu cela est dû à sa forte contribution en complexité, figure 3.23, dans la formule (3.38).

La méthode soft-MPIC qui, figure (3.15), ne parvient pas à atteindre un BER de 5% pour 15 usagers dans les valeurs de SNR simulées, voit son 3^{ième} étage proposé un meilleur compromis que son 5^{ième} étage. Contrairement au DF-soft-MPIC, ce sont ces performances justes satisfaisantes et non sa complexité qui lui portent préjudice.

Bien que les performances de son 3^{ième} étage ne parviennent pas non plus à atteindre un BER de 5% pour 15 usagers, la méthode ADIC pour $s=3$ retourne une valeur de fonction de coût plus faible que le soft-MPIC pour $s=3$ et $s=5$: donc son compromis entre performance et complexité avec 3 étages est déjà meilleur que celui des méthodes DF-soft-MPIC et soft-MPIC. Avec 5 étages, ADIC offre un meilleur compromis que son 3^{ième} étage à $K=12$ mais surtout parvient à détecter l'information transmise par 15 usagers.

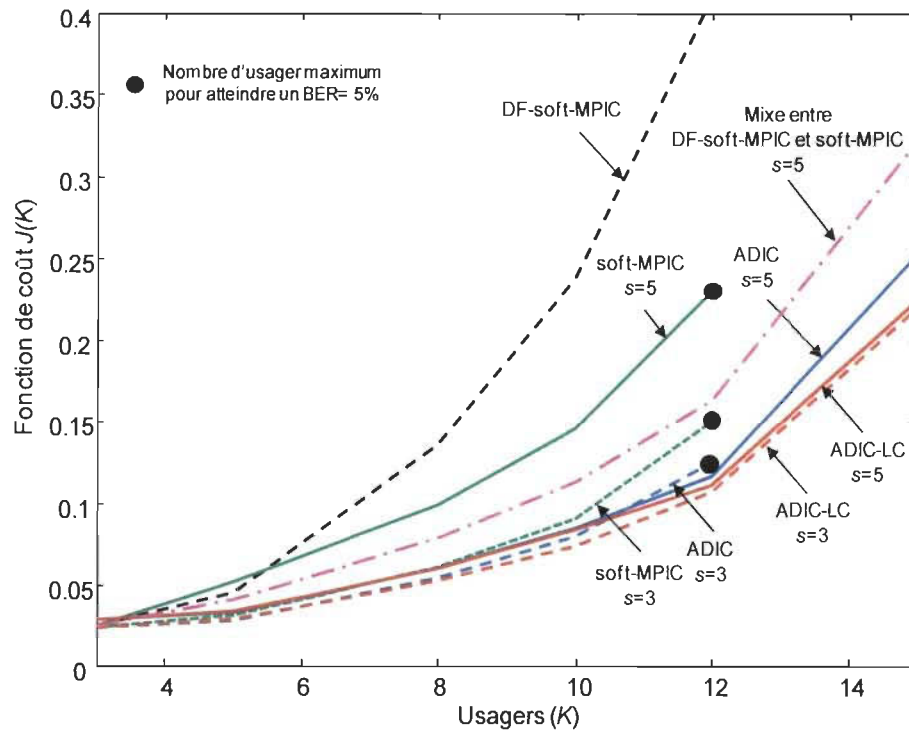


Figure 3.27 : Fonction de coût $J(K)$ définie dans (3.38) pour ADIC, ADIC-LC et le soft-MPIC pour $N_s = \{3, 5\}$ ainsi que pour le DF-soft-MPIC ($s=5$) et le résultat de $J(K)$ mixant les performances de la méthode DF-soft-MPIC avec la complexité du soft-MPIC pour $s=5$ et $N_c=16$.

Toutefois, ADIC-LC avec 5 étages présente un meilleur compromis que ADIC avec 5 étages : leurs complexités de calcul sont considérées similaires et, due à son approche d'adaptation différente, le ADIC-LC performe mieux que ADIC, figure 3.13.

Cependant la méthode ADIC-LC avec 3 étages obtient le meilleur résultat de compromis : sa complexité est équivalente à 3 étages de la méthode ADIC, tout en observant des performances proches de celles du DF-soft-MPIC avec 5 étages pour 15 usagers en simultanée. On remarque tout de même que les valeurs de $J(K)$ pour le récepteur ADIC-LC avec 3 et 5 étages sont proches. Ainsi le choix d'une configuration par rapport à l'autre dépend si on veut prioriser les performances de détection ou la complexité.

Enfin par curiosité, nous avons calculé la fonction de coût (3.38) avec les performances du DF-soft-MPIC et la complexité du soft-MPIC (en magenta), pour $s=5$. Il en résulte un bon compromis, mais qui reste moins intéressant que celui de la méthode ADIC avec 5 étages et par conséquent aussi moins bon que celui de ADIC-LC avec 5 et 3 étages.

De la même façon, nous avons cherché à déterminer le compromis entre performance et complexité lorsque cette dernière est exprimée en termes de millions d'opérations par seconde (MOPS). La fonction de coût, $J_{\text{MOPS}}(K)$ (3.39), se base sur le même principe que l'équation (3.38) mais cette fois-ci avec le nombre de MOPS du MUD considéré, MOPS_{MUD} , au lieu de ce nombre de FA.

$$J_{\text{MOPS}}(K) = \text{SNR}_{\text{loss}} \times \text{MOPS}_{\text{MUD}} \quad (3.39)$$

La figure 3.28, le résultat de la fonction de coût $J_{\text{MOPS}}(K)$ par rapport au nombre d'usagers, présente la même tendance que la fonction de coût de compromis obtenue à partir du nombre de FA : la méthode ADIC-LC avec 3 étages retourne le meilleur

compromis suivi de ADIC-LC avec 5 étages puis ADIC avec 5 étages. Les résultats de la fonction de coût des méthodes MPIC se sont rapprochés des MUD de la famille ADIC mais retournent encore clairement un moins bon compromis. Il est à souligner que basé sur les MOPS la méthode ADIC-LC avec 3 étages se démarque encore plus des autres méthodes.

Dans la suite de nos études sur les MUD dans le contexte DS-CDMA, nous considérerons uniquement la complexité en termes de Full Adder. La complexité en MOPS nous a permis de constater la difficulté d'implanter un MUD dans un DSP. Les deux critères de complexité révèlent aussi bien l'intérêt de la méthode proposée en termes de complexité.

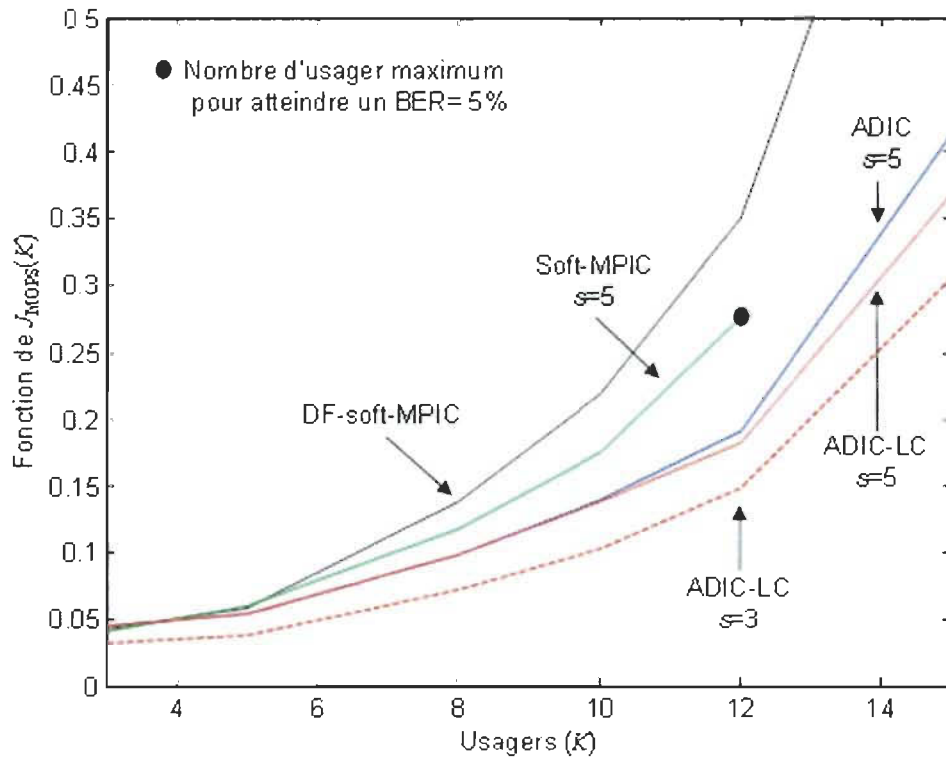


Figure 3.28 : Fonction de coût $J_{MOPS}(K)$ définie dans (3.39) pour ADIC, ADIC-LC, le soft-MPIC et le DF-soft-MPIC pour $N_s = 5$ et $N_c = 16$.

III.5.5. Résultats préliminaires d'implantation

Dans ce paragraphe, nous visons à donner des résultats préliminaires concernant les temps d'exécution, figure 3.29, et les ressources matérielles nécessaires, figures 3.30 et 3.31, directement issus de la stratégie d'implantation proposée dans section III.4. Désireux d'intégrer la méthode ADIC dans un FPGA, la stratégie d'implantation nous a conduit à dessiner les architectures des processeurs élémentaires (PE) nécessaires pour réaliser la phase adaptation, figure 3.10, et la phase détection, figure 3.6 en terme d'additionneurs, multiplieurs, multiplexeurs, registres, etc...

Nous avons considéré ici pour les paramètres de la méthode ADIC les mêmes que ceux fournis dans le tableau 3.2. Précisons tout de même la prise en compte de 3 étages au lieu 5 dans la phase de détection, soit $N_s = 3$. En effet nous avons déterminé dans les paragraphes précédent ce nombre d'étages représentatif d'un bon compromis entre performances et complexité; aussi bien pour ADIC que pour ADIC-LC. L'évaluation du comportement de ADIC en fonction de la représentation de ces données en virgule fixe, figure 3.22, nous a permis de statuer sur une représentation des mots utilisés sur 16 bits. Ainsi les performances de ADIC en virgule fixe restent similaires à la version en virgule flottante avec une perte du gain en SNR inférieure à 0.1 dB.

Basée sur les structures pipelines appliquées à la phase adaptation en section III.4.3 et à la phase détection en section III.4.2, ainsi que sur les fréquences d'exécution de 200 Mhz et 100 Mhz attribuées respectivement à la réalisation d'un additionneur 16 bits et d'un multiplieur 16 bits dans un FPGA [31], la figure 3.29 présente les temps d'exécution pour réaliser les 2 phases dans une slot, pour un récepteur considéré plein : avec N_c usagers.

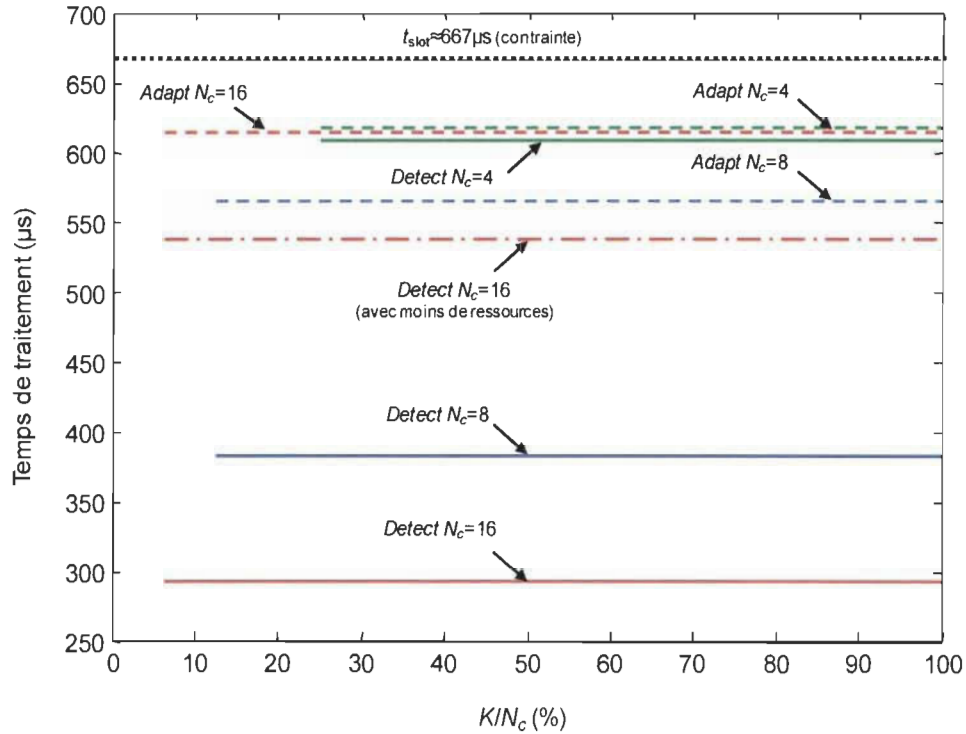


Figure 3.29 : Temps de traitement de la méthode ADIC MUD pour $N_c = \{4, 8, 16\}$ et les phases adaptation et détection.

À partir de la figure 3.29, nous pouvons formuler les remarques suivantes :

- toutes les phases pour tous les N_c considérés s'effectuent dans un temps inférieurs à celui d'une slot comme désiré dans la stratégie exposée en figure 3.4;
- les temps d'exécution sont indépendants du nombre d'utilisateurs K , mais ce sont les ressources qui augmentent avec le nombre d'utilisateurs (voir les figures 3.30 et 3.31);
- la phase adaptation est plus lente que la phase détection. Étant donné que ces deux phases s'exécutent en parallèle dans le même FPGA, cela n'a pas d'incidence;
- la phase détection nécessite 3 PE FB, 2 PE SB et 2 PE ICB par utilisateur, soit un grand nombre de multiplieurs embarqués et de slices dans le FPGA. Nous avons donc dû économiser les ressources pour implanter la phase adaptation. C'est cette économie de ressources qui explique les temps plus lents de cette phase.

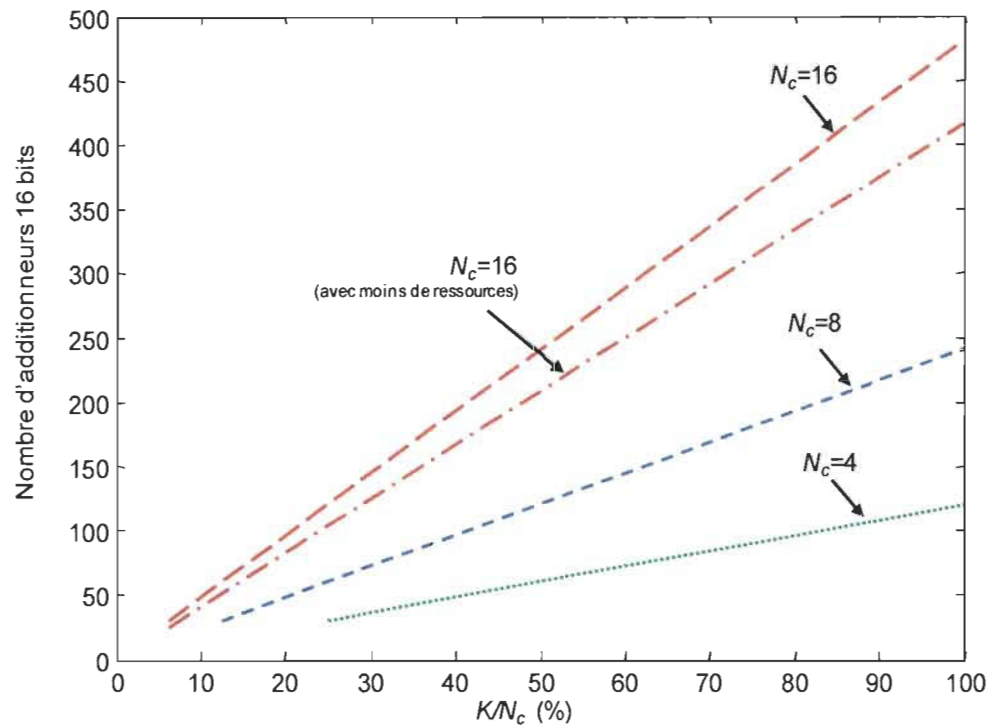


Figure 3.30 : Nombre total d'additionneurs 16 bits nécessaires à la conception de ADIC.

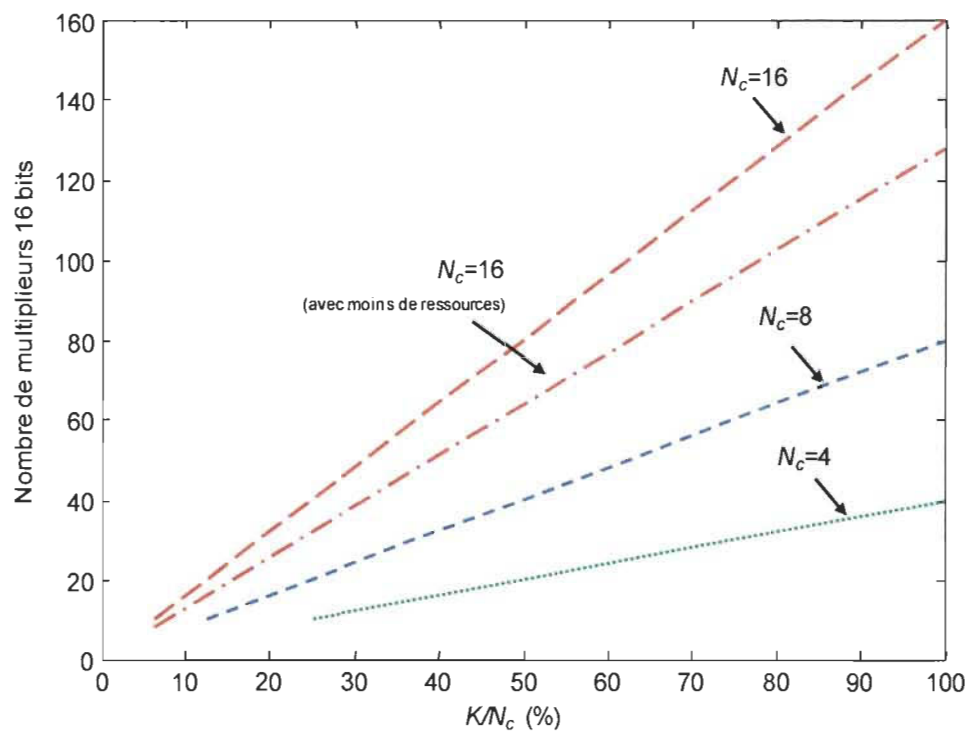


Figure 3.31 : Nombre total de multipliers 16 bits nécessaires à la conception de ADIC.

Les opérations arithmétiques représentent la partie la plus importante des ressources matérielles nécessaires afin de réaliser les structures pipelines de ADIC. En effet, il ressort du travail présenté en [31], dans lequel est développée l'implantation d'un détecteur multi-usagers, que les unités de contrôle ne constituent, elles, qu'une faible partie des ressources. La quantité de ressources matérielles requise est ainsi présentée dans les figures 3.30 et 3.31, avec les nombres totaux d'additionneur 16 bits et de multiplieurs 16 bits en fonction de la taille de code d'étalement considérée, N_c . Évidemment ces ressources sont en lien directement avec les temps d'exécution de la figure 3.29.

Comme le montre ces figures, pour $N_c=16$, pour implémenter 16 usagers, nous avons besoin d'un peu moins de 500 additionneurs, correspondant à 7500 slices d'un FPGA [42], ainsi que 160 multiplieurs embarqués. Considérant ces résultats préliminaires ainsi qu'une analyse des mémoires, et en tenant compte des fiches techniques du VirtexII-pro de Xilinx® [42], la méthode ADIC pour 16 usagers à $N_c=16$ pourrait être intégrée dans un VirtexII-pro de la famille XC2VP40, puisque ce dernier contient 19 392 slices et 192 multiplieurs embarqués.

Comme on peut le voir dans les figures 3.29 à 3.31, une autre version d'architecture de détection pour $N_c=16$ est proposée afin de réduire d'avantage les ressources matérielles. Pour se faire un seul multiplieur au lieu de deux est utilisé dans le PE SB de la figure 3.6.b. et 3 additionneurs en parallèles sont employés dans les blocs d'addition B_{add1} et B_{add2} (figure 3.6.c) au lieu de 5. Bien sûr cette réduction des ressources se fait au détriment des temps d'exécution de la phase détection pour $N_c=16$, mais comme on peut le voir dans la figure 3.29 ce temps reste bien inférieur à celui d'une slot. Cette modification offre donc des répercussions positives observables dans les figures 3.30 et

3.29. En effet de cette manière, la méthode ADIC peut être implémentée pour 16 usagers et $N_c=16$ avec 416 additionneurs 16 bits (soit 6240 slices du FPGA) et 128 multiplieurs 16 bits (réduction de 20%). Dans ce cas un FPGA VirtexII de la XC2VP30, avec 13 693 slices et 136 multiplieurs 16 bit pourrait être utilisé afin d'implémenter le récepteur ADIC pour 64kbps en pleine charge : pour 16 usagers.

Dans le cas de l'architecture de ADIC qui pourrait fonctionner dans un FPGA XC2VP40, 60% des slices sont encore disponibles. Dans le cas de la version implantable dans un FPGA XC2VP30, il reste 55% des slices libres. Ces espaces d'opération disponibles dans les FPGA sont jugés suffisants pour réaliser les circuits de contrôles dont la taille est déjà limitée par l'aspect dédié des architectures proposées.

Du côté des mémoires, le stockage du signal reçu entier nécessaire au traitement d'une slot nécessite 81920 bits de RAM, ce qui représente respectivement 3.3% et 2.4% des mémoires des FPGA XC2VP30 et XC2VP40. Étant donné qu'il s'agit de la trame de données à stocker la plus longue, nous jugeons le nombre de mémoires nécessaires au fonctionnement de notre famille de MUD suffisant.

III.6. CONCLUSION

Désireux d'atteindre nos objectifs de bon compromis entre performance et complexité, ce chapitre expose la famille de détecteur multi-usager employée dans la station de base d'un système DS-CDMA qui est au cœur de notre projet de recherche : la famille de récepteur ADIC, «*Adaptive Duplicated Filters and Interference Cancellation*».

Cette dernière se caractérise par l'utilisation d'une phase d'adaptation flexible et indépendante du flux de données. L'une de ses particularités repose la détermination des

coefficients de chaque usager à partir de leur propre contribution plutôt qu'à partir de la contribution de tous les usagers. De cette façon, la complexité de cette phase s'en trouve allégée et favorise l'application des coefficients à une structure à étage multiples de type IC, dans laquelle ils sont dupliqués d'étage en étage.

Deux méthodes issues de cette famille ont été décrites mathématiquement, nommées ADIC et ADIC-LC, qui ne diffèrent que par leur approche adaptative : (i) ADIC base son approche sur la lutte des interférences à partir de filtres de taille réduite; (ii) ADIC-LC, avec la combinaison linéaire (LC) de deux filtres, s'attarde plus particulièrement sur l'annulation des interférences de chaque usager, cherchant ainsi à retourner des coefficients plus performants afin de réduire le nombre d'étages de la phase de détection.

Les comportements en performance et en complexité de ces deux méthodes de complexité ont été confrontés aux méthodes Rake, soft-MPIC et DF-soft-MPIC. Il en ressort les points importants suivants :

- Ces deux méthodes se montrent robustes par rapport aux changements brusques du canal de transmission dus à la vitesse de déplacement des usagers ou encore dans les cas d'une transmission par satellite [C2].
- La méthode ADIC présente pour 5 étages des performances meilleures que le soft-MPIC et similaires au DF-soft-MPIC mais pour une complexité moindre;
- La méthode ADIC-LC à partir de son 3^{ème} étage retourne de meilleures performances que le soft-MPIC et des résultats similaires ou meilleurs que le DF-soft-MPIC également pour une moindre complexité que ces deux méthodes.

Comme en témoigne l'analyse de la fonction de coût (3.38), les méthodes ADIC et surtout ADIC-LC (pour 3 et 5 étages) offrent les meilleurs compromis entre performance et complexité. Ces résultats, de façon plus flagrante pour ADIC-LC, permettent de constater l'impact de notre adaptation sur la structure à étages multiples de type IC.

Dans ce chapitre, afin de répondre à notre objectif de faisabilité d'implantation, une stratégie d'implantation VLSI basée essentiellement sur la méthode pipeline et sur la réutilisation de ressources matérielles dans le respect des contraintes de temps du standard a été proposée. Nous avons pu ainsi estimer de façon préliminaire les ressources matérielles nécessaires pour intégrer ADIC avec un maximum d'utilisateurs.

CHAPITRE IV

STRUCTURE MULTIPASS BASÉE SUR LA FAMILLE ADIC-MUD

La famille de récepteurs ADIC, comme exposé dans le chapitre III, parvient à lutter effacement contre les interférences d'un système DS-CDMA à la station de base, tout en favorisant une mise en œuvre pour un fonctionnement en temps réel. Toutefois les performances de notre classe de MUD restent directement liées et limitées par la qualité des estimations des paramètres du canal de transmission. Ainsi, afin d'améliorer la détection des symboles transmis et la capacité du système, ce chapitre présente une structure itérative efficace, liant conjointement le fonctionnement de l'estimateur de canal avec celui de notre détecteur multi-usager ADIC. À la base proposée par A. Buzzi dans [60] et [61], cette

structure itérative, appelée plus globalement structure *multipass*, a l'avantage d'exclure la complexe intervention de décodeurs FEC (*Foward Error Correction*) [62] à [65]. Nous nommerons cette structure itérative employant notre détecteur, MADIC pour «*multipass ADIC*».

Basée sur le modèle de transmission du chapitre II, la première section du chapitre fera la description mathématique de la méthode MADIC. Nous comprendrons ainsi le principe de la structure et les modifications apportées aux phases d'adaptation et de détection inhérentes à notre classe de détecteurs. Tout comme réalisé pour la famille de récepteur ADIC, une stratégie d'implantation sera établie et exposée dans la section IV.2. La section IV.3. fera l'état des résultats obtenus par la structure MADIC au niveau de ses performances, de sa complexités et de ses ressources matérielles requises relatives aux contraintes temporelles de la technologie et à la stratégie d'intégration proposée. Une conclusion sur le contenu de ce chapitre paraîtra dans la section IV.4.

IV.1. STRUCTURE MULTIPASS ADIC

La structure générale de la méthode *multipass* faisant le lien entre l'estimateur de canal et le détecteur ADIC est présentée dans la figure 4.1. Le processus itératif de cette structure peut être décrit ainsi : (i) au début l'estimateur fournit les paramètres du canal au MUD ADIC; (ii) le MUD détermine l'estimation des symboles transmis; (iii) puis ces symboles détectés sont retournés à l'estimateur de canal afin qu'il améliore la qualité de ses paramètres estimées, (iv) et ainsi de suite itérativement. Comme évoqué, aucun décodeur (FEC) n'apparaît dans la boucle itérative. Cette absence de FEC offre une réduction de complexité significative comparée aux méthodes décrites dans [62] à [65]. Cependant, sans FEC, afin d'atteindre un taux d'erreur sur le bit (BER) final acceptable, le BER des données issues de

la méthode ADIC à la première itération se doit d'être plus faible que dans le cas d'une structure incluant des décodeurs FEC. La structure multipass se définit par son nombre d'itérations, $i=1,2,\dots,N_i$ et doit s'exécuter dans le temps d'une slot, t_{slot} , environ égale à 0.67ms dans la technologie WCDMA, section III.4.1.

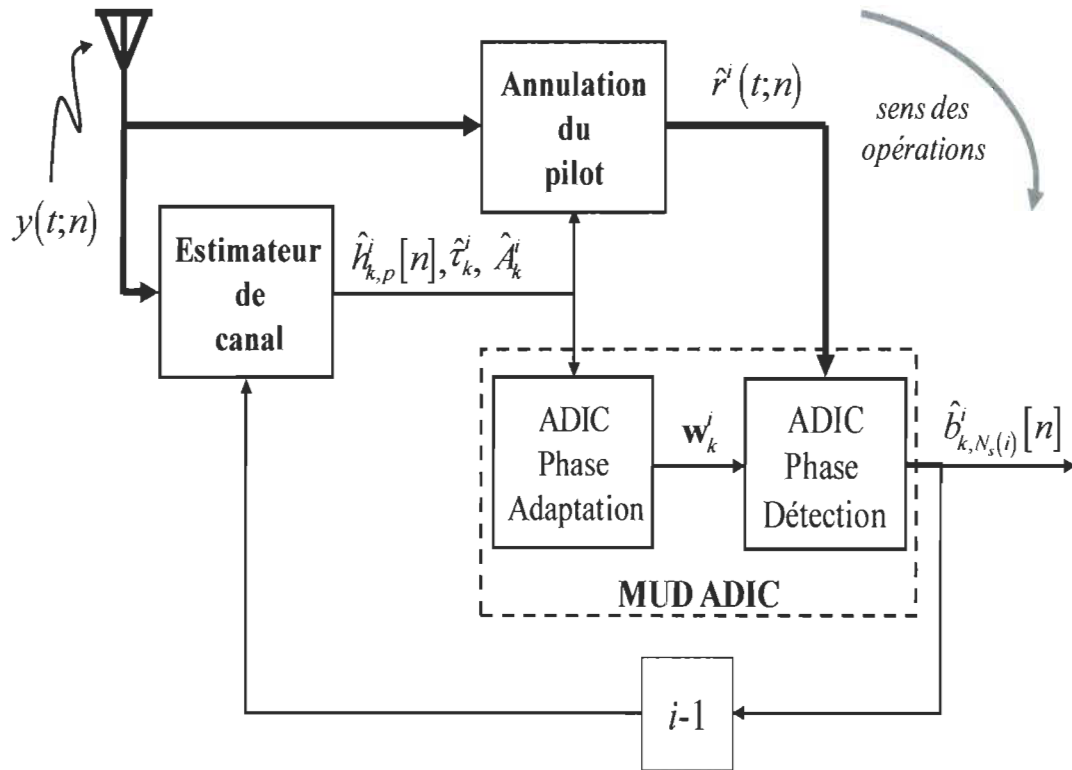


Figure 4.1 : Structure multipass joignant l'estimateur de canal et la méthode ADIC, appelée MADIC, pour l'utilisateur k avec $i=1,2,\dots,N_i$ et $p=1,2,\dots,P_k$.

À chaque itération i , l'ordre des opérations reste le même comme le montre la figure 4.1, soit : (i) l'estimation du canal, suivie par (ii) l'opération d'annulation du pilot (4.1), et enfin (iii) l'élimination des interférences réalisée par le détecteur ADIC, qui comprend une phase adaptation et une phase détection dont le nombre d'étages est défini par $N_s(i)$; taille dépendante de la $i^{\text{ième}}$ itération du multipass. Notons que l'opération d'annulation

du pilot et celle d'adaptation des coefficients peuvent être exécutées en parallèle. Enfin, on considère qu'une nouvelle itération, $i+1$, commence quand les signaux issus de la méthode ADIC rentrent dans l'estimateur de canal.

IV.1.1. Estimation du canal et annulation du pilot

Comme déjà dit, nous considérons dans notre cas que l'estimation du canal est réalisée par la méthode corrélateur [67] et retourne à chaque itérations i : l'amplitude complexe $\hat{h}_{k,p}^i[n]$, les délais de propagation $\hat{\tau}_{k,p}^i$ ainsi que le gain \hat{A}_k^i pour l'utilisateur k et le $p^{\text{ième}}$ chemin. Les signaux utilisés pour réaliser l'estimation change en fonction des itérations multipass i :

- À la première itération, $i=1$, l'estimation du canal est effectuée à partir du signal reçu $y(t;n)$ ainsi que les connaissances du pilot;
- Pour les autres itérations, $i>1$, les $i^{\text{ième}}$ paramètres du canal de transmission sont estimées à partir des symboles $\hat{b}_{k,N_s(i-1)}^{i-1}[n]$ ainsi que les contributions des signaux reçus, $\hat{r}_{k,N_s(i-1)}^{i-1}(t;n)$, pour tous k ; ces deux éléments sont issus de la phase détection de la méthode ADIC de l'itération précédentes $i-1$. L'utilisation des contributions $\hat{r}_{k,N_s(i-1)}^{i-1}(t;n)$ à la place du signal $y(t;n)$, comme fait dans [18], constitue une particularité de notre méthode qui améliore le résultat d'estimation.

Notons que le fait d'utiliser les données du détecteur MUD afin d'améliorer l'estimation des paramètres du canal de transmission constitue l'objectif même de la structure multipass. En effet avec ces nouvelles meilleures estimations du canal, le MUD retournera à son tour de meilleurs résultats.

L'opération d'annulation du pilot, quant à elle définie en (4.1), reste identique à chaque itération i et consiste à estimer le signal trafic reçu qui sert d'entrée au MUD. Rappelons que le signal reçu $y(t; n)$ est une superposition des signaux de trafic et de pilot de tous les usagers. En retirant la contribution du pilot, le fonctionnement et les performances du MUD s'en trouve grandement améliorés puisque ce dernier cherche uniquement à estimer des données trafic.

$$\begin{aligned}\hat{r}^i(t; n) &= y(t; n) - \hat{r}^i(t; n), \\ &= y(t; n) - \sum_{k=1}^K \bar{b}_k[n] \hat{h}_k^i(t; n) \otimes \bar{d}_k(t; n),\end{aligned}\tag{4.1}$$

où $\hat{r}^i(t; n)$ et $\hat{r}^i(t; n)$ représentent respectivement les estimées des signaux trafic et pilot correspondant à l'itération i . Chaque signal pilot de l'utilisateur k est calculé à partir des symboles connus du pilot $\bar{b}_k[n]$, du code d'étalement du pilot $\bar{d}_k(t; n)$ et du canal de transmission estimé de la $i^{\text{ème}}$ itération, $\hat{h}_k^i(t; n)$. Nous avons impliqué cette opération dans la structure multipass car la qualité de l'annulation du pilot, qui équivaut à la qualité de l'estimation du signal trafic, dépend directement de la qualité d'estimation du canal.

IV.1.2. Phase détection de la méthode MADIC

Comme on peut l'observer dans la figure 4.2 pour toutes les N_i itérations de la structure multipass, chaque étage de la méthode ADIC est composée de ses deux principaux blocs d'opérations, soient : le bloc de filtrage (AFB) et le bloc d'annulation d'interférences (ICB). Rappelons qu'une fois adaptés pour lutter contre les interférences MAI et les ISI, les coefficients de tous les usagers sont dupliqués dans tous les blocs AFB de la structure

à étages multiples. Enfin, dans chaque étage, afin d'améliorer les performances d'annulation des interférences multi-usagers, tous les blocs AFB sont suivis d'un bloc ICB. Puisque la méthode ADIC nécessite une phase adaptation et une phase détection, nous allons décrire ici chacune d'elles dans le contexte multipass en commençant par celle de détection.

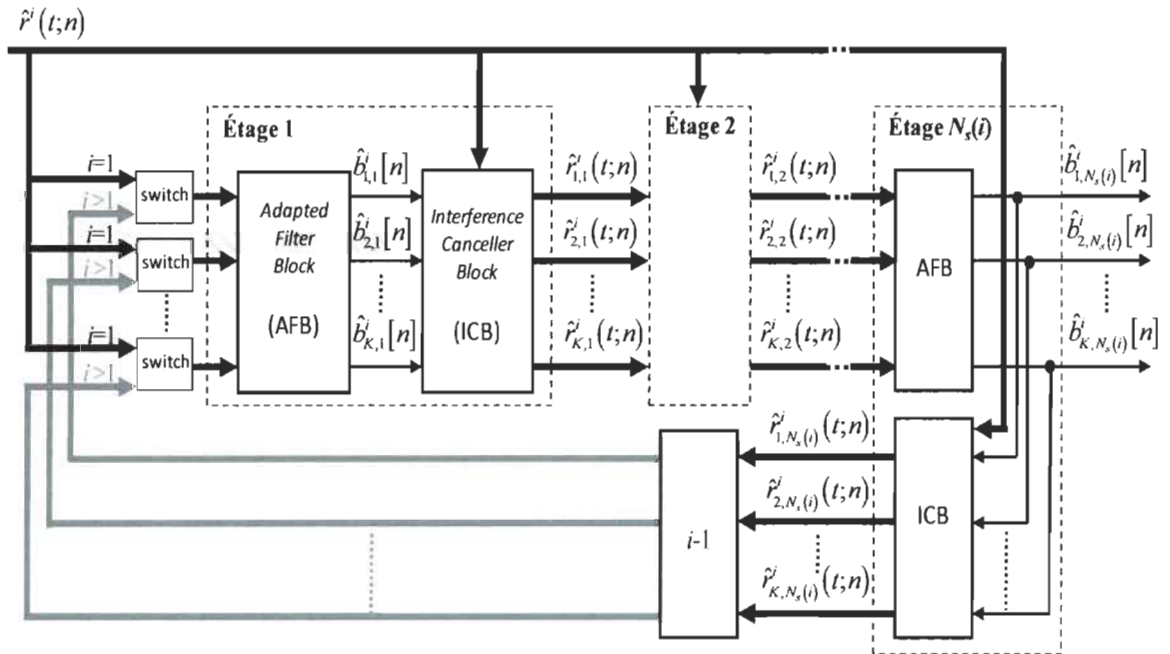


Figure 4.2 : Phase détection de MADIC pour les K usagers avec $N_s(i)$ étages.

Similaires pour les N_i itérations et tous les étages, nous décrivons ici seulement les blocs AFB et ICB de l'étage s à l'itération i ; avec $s = 1, 2, \dots, N_s(i)$. Afin de pouvoir rendre la structure plus flexible, ce nombre d'étage $N_s(i)$ peut varier en fonction de l'itération i . Comme observé en Figure 4.2, les entrées du bloc AFB dépendent de s et de i , d'où les blocs «switch» :

- Pour $i = 1$ et $s = 1$, l'estimé du signal reçu de trafic $\hat{r}^i(t; n)$ (4.1), résultant du bloc d'annulation du pilot, traverse les K filtres adaptés du bloc AFB;

- Les entrées du bloc AFB pour $s = 1$ et $i > 1$ sont les estimées des contributions du signal reçu de chaque usager k , $\hat{r}_{k,N_s(i-1)}^{i-1}(t;n)$, calculées à la fin de la détection de l'itération précédente, $i-1$. Ainsi, cette phase préserve une continuité entre chaque itération améliorant l'efficacité du détecteur;
- Enfin pour $s \neq 1$ et toutes les itérations i , $\hat{r}_{k,s-1}^i(t;n) \Big|_{k=1,2,\dots,K}$, les signaux estimés par les blocs ICB aux étages $s-1$ pour tous les usagers, sont utilisés comme entrées des blocs AFB des étages s , comme fait dans le MUD ADIC, chapitre III.

Chaque bloc AFB contient K filtres, notés $\mathbf{w}_k^i \Big|_{k=1}^K$, un par usager. Ces filtres sont mis à jour durant la phase adaptation de la même itération i . Tout comme dans la méthode ADIC, chaque filtre \mathbf{w}_k^i est composé de N_{nc} sous-filtres de taille N_{SF} :

$$\mathbf{w}_k^i = \left[\mathbf{w}_{k,1}^{i,T}, \mathbf{w}_{k,2}^{i,T}, \dots, \mathbf{w}_{k,\nu}^{i,T}, \dots, \mathbf{w}_{k,N_{nc}}^{i,T} \right]^T \quad (4.2)$$

où $\mathbf{w}_{k,\nu}^i$ représente le sous-filtre de l'utilisateur k correspondant à l'itération i avec $1 < \nu = \text{mod}(n, N_{nc}) \leq N_{nc}$. Afin de décrire l'opération du bloc AFB de l'étage s de l'utilisateur k , son entrée $\hat{r}_{k,s-1}^i(t;n)$ est mise sous la forme vectorielle suivante :

$$\hat{\mathbf{r}}_{k,s-1}^i[n] = \begin{bmatrix} \hat{r}_{k,s-1}^i \left(((n-1)N_{SF} - N_{decal} + 1)T_c + \bar{\tau}_k^i; n \right) \\ \hat{r}_{k,s-1}^i \left(((n-1)N_{SF} - N_{decal} + 2)T_c + \bar{\tau}_k^i; n \right) \\ \vdots \\ \hat{r}_{k,s-1}^i \left((nN_{SF} - N_{decal})T_c + \bar{\tau}_k^i; n \right) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Cette fois-ci $\bar{\tau}_k^i$ correspond au délai du gain maximal du canal de l'utilisateur k estimé à l'itération i , $\max_p \left(\hat{h}_{k,p}^i[n] \right)$. N_{decal} qui prend en compte les ISI ne dépend pas des i .

Les sorties brutes et estimées des blocs AFB pour l'utilisateur k à l'étage s de la structure de l'itération i sont ainsi respectivement présentées en (4.4) et (4.5), avec $f(\bullet)$ (34) la fonction de décision décrite dans la section II.2.

$$\tilde{b}_{k,s}^i[n] = \mathbf{w}_{k,v}^i H_{k,s-1}^i[n] \quad (4.4)$$

$$\hat{b}_{k,s}^i[n] = f(\tilde{b}_{k,s}^i[n]) \quad (4.5)$$

L'équation (4.5) est l'entrée des blocs ICB, figure 4.2. Le premier rôle de ce bloc est de construire les contributions de l'utilisateur k , pour l'étage s et l'itération i , notée $z_{k,s}^i(t;n)$:

$$z_{k,s}^i(t;n) = \hat{A}_k^i \hat{b}_{k,s}^i[n] \sum_{p=1}^{P_k} \hat{h}_{k,p}^i[n] d_k(t - nT - \hat{\tau}_{k,p}^i; n) = \hat{A}_k^i \hat{b}_{k,s}^i[n] \hat{\Theta}_k^i(t;n) \quad (4.6)$$

Enfin l'entrée de l'étage suivant, $s+1$, est conçue à partir du signal reçu sans pilot $\hat{r}^i(t;n)$ (4.1) et de l'estimation des interférences construites avec les signaux $z_{k,s}^i(t;n)$ obtenues à l'opération précédente en (4.6) :

$$\hat{r}_{k,s}^i(t;n) = \hat{r}^i(t;n) - \left(\sum_{k=1}^K z_{k,s}^i(t;n) \right) - z_{k,s}^i(t;n) \quad (4.7)$$

IV.1.3. Phase adaptation de la méthode MADIC

Comme nous l'avons décrit dans la section III.3.1, la phase adaptation détermine ici les coefficients \mathbf{w}_k^i pour chaque usager k à chaque itération i , afin de lutter contre les interférences MAI et ISI. Ce processus adaptatif implique des séquences d'apprentissage, indépendantes du flot de données transmis, de longueur N_i^{synth} avec l'indice d'adaptation $n' = 1, 2, \dots, N_i^{\text{synth}}$. Cette taille des données d'entraînement, correspondant au nombre

d'itérations appliquées à la méthode d'adaptation, peut varier en fonction de l'itération multipass i considérée.

Nous pouvons résumer cette phase d'adaptation en deux opérations principales :

- Comme expliqué section III.3.1., les systèmes commerciaux DS-CDMA ne fournissent pas l'accès à des séquences d'apprentissage de tailles suffisantes afin de faire converger correctement les coefficients. Nous avons donc besoin de synthétiser des symboles de données aléatoirement $b_k^{\text{synth}}[n']$ ainsi que la contribution du signal reçu de l'utilisateur k $y_k^{\text{synth}}(t; n')$, à partir notamment des données du canal $\hat{h}_{k,\rho}^i[n']$, $\hat{\tau}_{k,\rho}^i$ et \hat{A}_k^i estimées à l'itération i :

$$y_k^{\text{synth}}(t; n') = \hat{A}_k^i b_k^{\text{synth}}[n'] \hat{h}_k^i(t; n') * d_k(t; n') + \bar{r}_k^{\text{synth}}(t; n') \quad (4.8)$$

- Enfin ces séquences d'apprentissage sont employées afin de concevoir les filtres \mathbf{w}_k^i définis en (4.2); sachant que $y_k^{\text{synth}}(t; n')$ est mis sous la forme vectorielle comme fait en (4.3). La méthode adaptative basée sur la minimisation de l'erreur $e'_{k,\nu}[n']$, avec $\nu = \text{mod}(n', N_{nc})$, est la technique SM-NLMS [46]. Ce processus adaptatif réalisé à toutes les itérations i et pour chaque usager k est décrit par les équations suivantes :

$$e'_{k,\nu}[n'] = b_k^{\text{synth}}[n'] - \mathbf{w}_{k,\nu}^i[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n'] \quad (4.9)$$

$$\mathbf{w}_{k,\nu}^i[n'+1] = \mathbf{w}_{k,\nu}^i[n'] + \mu_{k,\nu}^i[n'] \frac{e'_{k,\nu}[n'] \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']}{\mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{\text{synth}}[n']} \quad (4.10)$$

$$\mu_{k,v}^i[n'] = \begin{cases} 1 - \lambda / |e_{k,v}^i[n']|, & \text{si } |e_{k,v}^i[n']| > \lambda \\ 0, & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (4.11)$$

$\mu_{k,v}^i[n']$ (4.11) est le pas de convergence dynamique dépendant de la valeur λ .

Les détails sur le fonctionnement de cette technique itérative et ses avantages sont traités dans la section II.3.2. Une fois l'adaptation terminée des coefficients $\mathbf{w}_k^i = \mathbf{w}_k^i \left[N_i^{\text{synth}} \right]$ sont transmis à la phase détection.

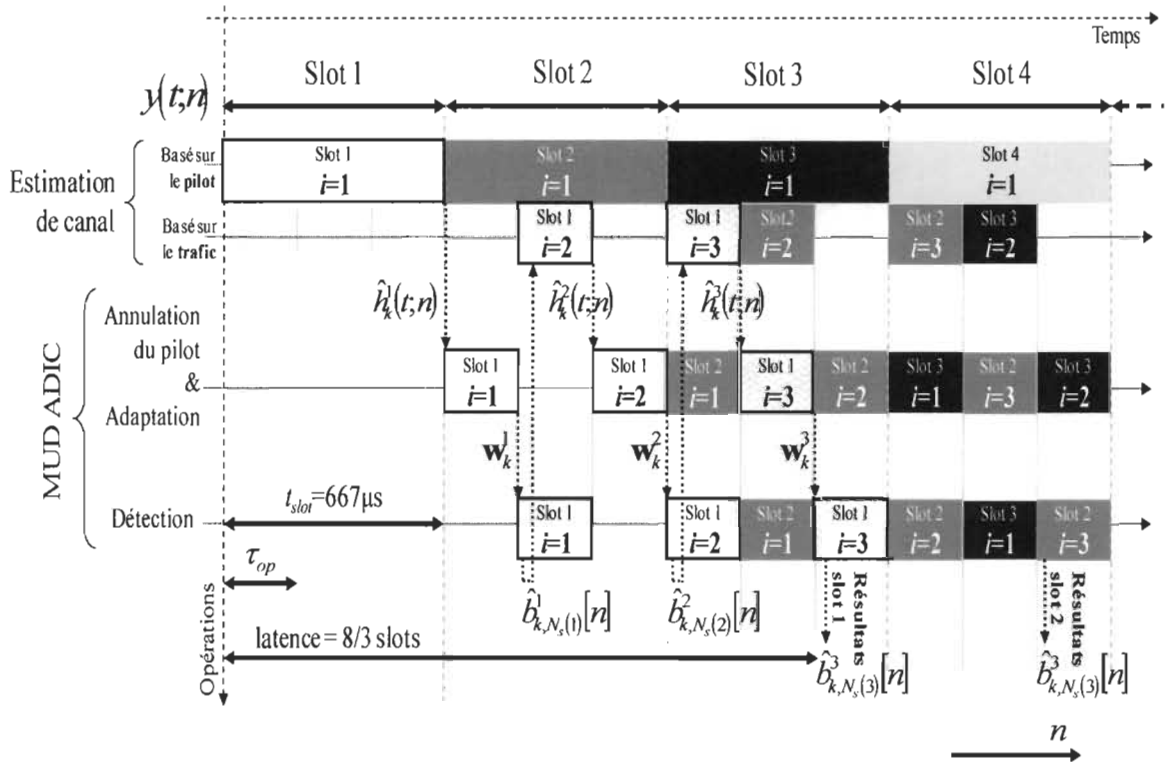
IV.2. STRATÉGIE D'IMPLANTATION PROPOSÉE

Comme évoqué dans la description de la stratégie d'implantation de la méthode ADIC, les contraintes de temps du système DS-CDMA sont déterminées par le signal reçu $y(t;n)$ composée de trames de 10ms contenant 38400 chips. Chacune de ces trames sont divisées en 15 slots de 2560 chips d'une durée égale à $t_{\text{slot}} = 10\text{ms}/15 \approx 667\mu\text{s}$. Nous présentons dans cette section une stratégie d'intégration VLSI basée sur la technique pipeline afin d'implanter la structure multipass MADIC avec : $N_i = 3$ itérations multipass, un nombre d'itérations d'adaptation défini en fonction de i par $N^{\text{synth}} = [2 \times N, N, N]$, ainsi que 2 étages dans la phase détection de chaque itération i , $N_s = [2, 2, 2]$. La stratégie proposée doit pouvoir fournir les résultats de la méthode MADIC à chaque slot avec la plus faible latence possible. Notons que la méthode WLP [38] est également appliquée à toute la méthode MADIC, offrant ainsi la simplification évoquée dans le chapitre III sur les calculs de nombres complexes.

Le diagramme temporel de notre stratégie d'implantation de MADIC est exposé dans la figure 4.3. Elle prend en compte les mêmes opérations principales que dans la figure 4.1 :

- (i) deux types d'estimateur de canaux, une basé sur les données du pilot et un autre sur les données trafic, (ii) l'annulation du pilot et (iii) la méthode ADIC avec ces deux phases.

Contrairement à la stratégie proposée pour la méthode ADIC, section III.4, dans laquelle toutes les opérations principales sont réalisées dans le temps d'une slot, dans la présente stratégie toutes les opérations doivent être effectuées 3 fois plus rapidement qu'une slot. Plus précisément, nous définissons ce temps pour exécuter les opérations principales comme la durée $\tau_{op} = 667\mu s / 3 \approx 223\mu s$, représentée sur la figure 4.3. Ce faible temps d'opération attribué à toutes les opérations est clef de la stratégie afin d'implanter efficacement la méthode MADIC. De cette façon, il devient possible de partager les

Figure 4.3 : Diagramme temporel global de MADIC pour l'utilisateur k .

mêmes ressources durant le même temps d'un slot entre les traitements de différentes itérations multipass venant de signaux reçus de slots différents. Ce faible temps d'opération peut être obtenu en augmentant les ressources matérielles et faisant en fonctionner ces ressources en parallèle.

Afin de clairement comprendre le diagramme de temps de la structure MADIC, portons notre attention sur la propagation du flux de données correspondant à la «slot 1», pour l'utilisateur k et pour $N_i = 3$. Comme on peut le voir sur la figure 4.3, ce chemin de données est représenté par les rectangles à fond blanc liés par des flèches à lignes pointillées. Notons que ce processus est exactement identique pour le traitement des signaux des autres slots.

Les étapes principales de ce diagramme temporel sont décrites comme suit :

- Pendant la première, pour l'itération $i=1$, l'estimation du canal basée sur les données du pilot fournit les paramètres de ce dernier soient $\hat{h}_{k,p}^1[n]$, $\hat{\tau}_{k,p}^1$ et \hat{A}_k^1 . Ces estimées sont représentées par le terme $\hat{h}_k^1(t;n)$ sur le diagramme;
- Basé sur ces estimées du canal, l'annulation du pilot (4.1) et la phase adaptation du MUD ADIC, équations (4.9) à (4.11), sont calculés en parallèle dans le temps τ_{op} . Résumé par le terme \mathbf{w}_k^1 sur la figure, ces opérations fournissent également les estimées des codes effectifs $\hat{\Theta}_k^1(t;n)$ et l'estimation du signal reçu de trafic $\hat{r}^1(t;n)$ pour les k usagers, correspondant à la première itération de la structure multipass ($i=1$);

- La phase détection (4.2)-(4.7), toujours pour $i=1$, utilise les résultats de l'annulation du pilot ainsi que ceux de la phase adaptation afin d'éliminer les interférences. Après le passage dans son dernier étage $s=N_s(1)$, cette phase retourne les symboles estimés $\hat{b}_{k,N_s(1)}^1[n]$ pour l'utilisateur k . Toujours considérant la «slot 1», figure 4.3, l'estimation du canal de la 2^{ème} itération de multipass basée sur les signaux du trafic, $\hat{b}_{k,N_s(1)}^1[n]$ et $\hat{r}_{k,N_s(1)}^1[n]$, est réalisée en quasi-parallèle avec la phase détection de la 1^{er} itération multipass. Donc, l'estimateur de canal à $i=2$ commence son traitement dès que la phase détection de l'itération $i=1$ obtient ses premiers symboles estimés. Ainsi l'estimateur de canal estime les paramètres $\hat{h}_k^2(t;n)$ de l'itération $i=2$. Le temps maximal pour que ces deux opérations principales de MADIC soient exécutés est τ_{op} .
- Afin d'obtenir les dernières estimés des symboles, notées $\hat{b}_{k,N_s(3)}^3[n]$, issues de «slot 1», le fonctionnement énoncé reste le même jusqu'à $i=3$.

La latence résultante de la stratégie d'implantation de la méthode MADIC proposée est égale à $8/3 \approx 2.7$ slots. Après ce délai, nous obtenons un résultat à chaque slot. Comme montré dans la figure 4.3, à partir de la 3^{ème} slot, la structure VLSI est pleine. En effet, à partir de cette slot et pendant cette même slot, la structure est alors capable d'efficacement traiter les signaux de 3 slots différentes à des itérations i différentes. Des remarques concernant cette structure sont décrites ici :

- Toutes les opérations principales de MADIC de l'utilisateur k fonctionnent en parallèle jusqu'à la fin de signal reçu. Et les K structures MADIC fonctionnent en parallèle pour tous les usagers;

- Comme on peut le voir aisément sur la figure 4.3, pour un usager k , durant le $\sigma^{\text{jème}}$ slot, avec $\sigma \geq 3$, l'estimateur de canal de cette slot σ pour l'itération $i=1$, qui est basé sur les données pilot, fonctionne en parallèle avec deux estimateurs de canaux basés sur les données trafic : tout d'abord avec l'estimateur de canal de la slot $\sigma-2$ de l'itération $i=3$ et puis avec l'estimateur de canal de la slot $\sigma-1$ à $i=2$;
- Pour l'usager k , toutes les opérations fonctionnant en série utilisent exactement les mêmes ressources matérielles; ressources nécessaires pour que la fonction réalisée se fasse dans le temps maximum de τ_{op} . Les entrées et sorties changeront en fonction de la slot σ et/ou de l'itération multipass i considérées.

Ainsi, considérant uniquement le MUD, nous devons implémenter, pour l'usager k et pour un temps d'exécution maximum de τ_{op} , 2 blocs d'opérations principaux : un contenant l'annulation du pilot et la phase adaptation et un autre la phase détection.

Comme expliqué, la stratégie d'implantation proposée se base sur la réalisation des opérations principales dans la durée τ_{op} . Ainsi le même bloc d'opération peut être réutilisé 3 fois successivement dans le temps d'une slot, t_{slot} . Évidemment, il ne s'agit pas de la seule stratégie possible pour implanter la méthode MADIC. Une autre stratégie consisterait à réaliser toutes les opérations principales dans le temps d'une slot afin de les faire fonctionner en parallèle dans le temps d'une slot. Une telle stratégie présenterait un temps de latence de 6 slots. La stratégie proposée figure 4.3 a l'avantage de présenter une latence de $8/3 \approx 2.7$ slots et de fortement réutiliser les ressources matérielles existantes. Une stratégie avec 6 slots de latence ne présente pas nécessairement des ressources matérielles moins élevés comparativement à notre stratégie.

Dans notre implémentation, nous supposons que les deux types d'estimation de canal pour tous les usagers et toutes les itérations multipass sont exécutés dans un autre dispositif, en parallèle avec les opérations du MUD afin d'être intégrée dans un FPGA. Pour cette raison, uniquement les descriptions d'implantation des blocs de «phase détection» et «annulation du pilot et de phase adaptation» sont présentées par la suite.

IV.2.1. Bloc de la phase détection

Afin de réaliser la phase détection, chaque usager k doit réutiliser la même structure de détection composée de deux étages dans une durée τ_{op} . Cette structure de détection pour l'utilisateur k à l'itération i est représentée par la figure 4.4, assumant l'accès au signal de trafic $\hat{r}^i(t; n)$, aux coefficients $\mathbf{w}_k^i = \mathbf{w}_k^i [N^{i^{synh}}]$ et aux codes effectifs $\hat{\Theta}_k^i(t; n)$ tous issus de la $i^{ième}$ phase d'adaptation et annulation du pilot. La détection de MADIC se base une structure en pipeline composée de trois processeurs élémentaires (PE), qui se répètent 2 fois afin de représenter 2 étages. Les PE sont présentés en figure 4.5.

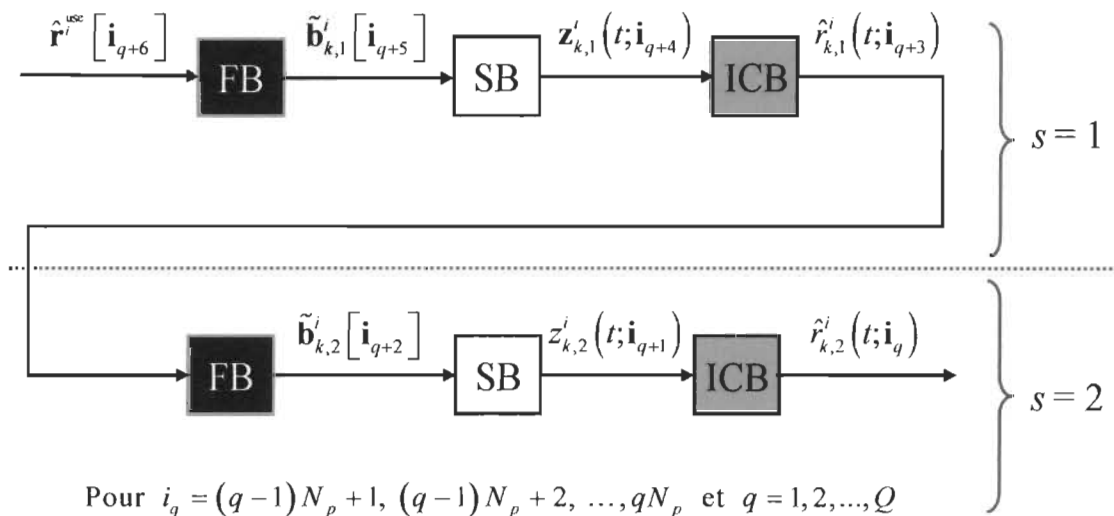


Figure 4.4 : Phase détection de MADIC pour l'utilisateur k et 2 étages de l'itération i .

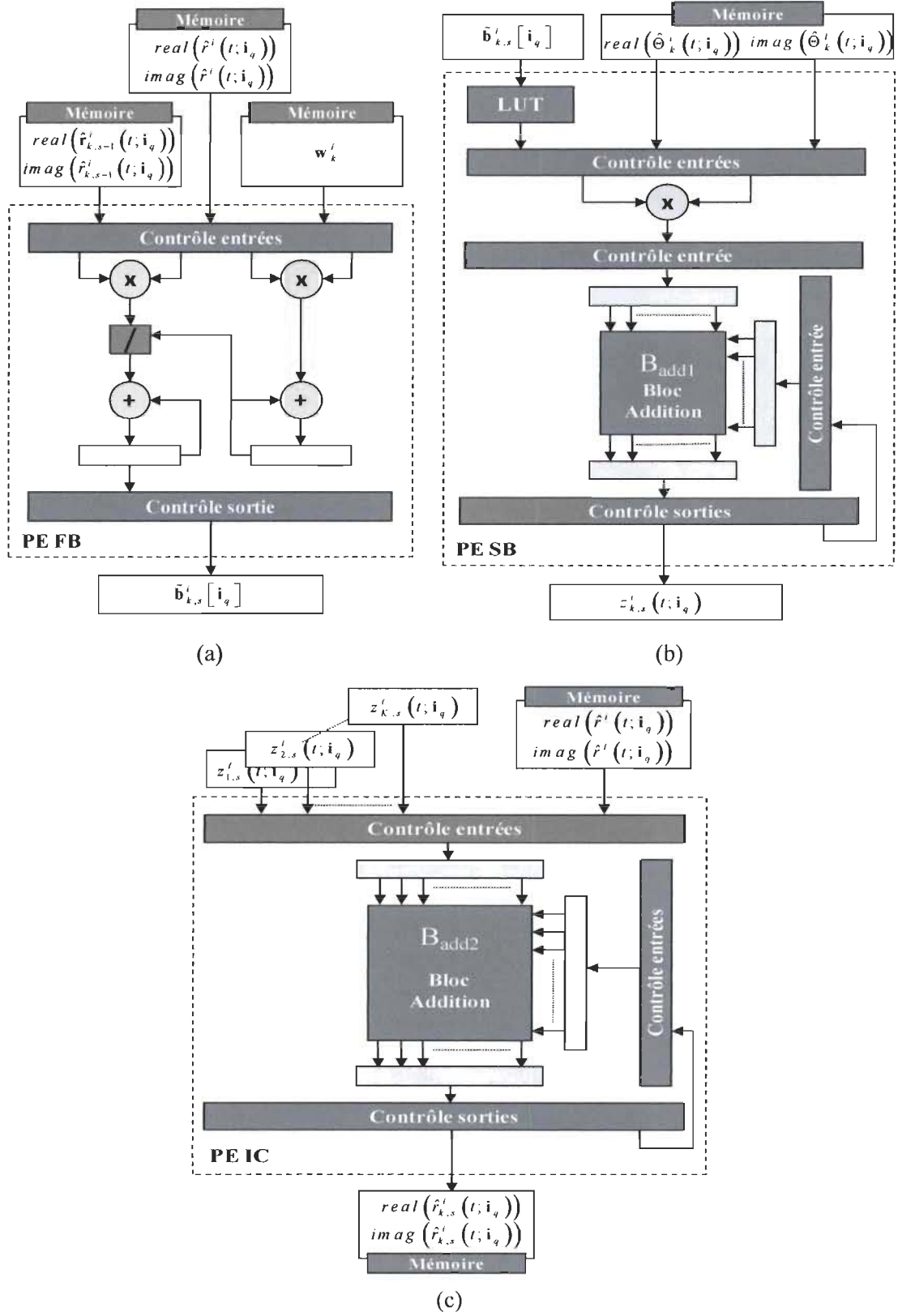


Figure 4.5 : Composition des PEs FB (a), SB (b) et ICB (c) de la phase détection de MADIC.

Tout comme fait pour l'implantation de la détection de la méthode ADIC, afin de réduire la taille des mémoires nécessaires et de localiser les données dans leur PE respectif, les N symboles transmis ont été divisés pour l'utilisateur k dans une slot en Q séquences de taille N_p , avec $N_p = 16$ et $Q = N / N_p$. L'ensemble des données $\{\tilde{b}_{k,s}^i[n]\}_{n=1}^N$ de l'itération i peut s'écrire comme un vecteur $\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}^i$ (4.12) composé de sous-vecteurs $\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}^i[\mathbf{i}_q]$ (4.13).

$$\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}^i = \left[\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}^i[\mathbf{i}_1]^T, \tilde{\mathbf{b}}_{k,s}^i[\mathbf{i}_2]^T, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_{k,s}^i[\mathbf{i}_q]^T, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_{k,s}^i[\mathbf{i}_Q]^T \right]^T, \quad (4.12)$$

$$\tilde{\mathbf{b}}_{k,s}^i[\mathbf{i}_q] = \left[\tilde{b}_{k,s}^i[i_{q,1}], \tilde{b}_{k,s}^i[i_{q,2}], \dots, \tilde{b}_{k,s}^i[i_{q,n_p}], \dots, \tilde{b}_{k,s}^i[i_{q,N_p}] \right]^T \quad (4.13)$$

avec \mathbf{i}_q le vecteur d'indice définit par $\mathbf{i}_q = \left\{ i_{q,n_p} \right\}_{n_p=1}^{N_p}$ et $i_{q,n_p} = (q-1)N_p + n_p$, pour $q = 1, 2, \dots, Q$ et $n_p = 1, 2, \dots, N_p$. Ici aussi afin de simplifier l'écriture des figures 4.4 à 4.6, ces groupements de N_p symboles pour les signaux au niveau chip, comme $y(t; n)$, sont représentés en remplaçant n par le vecteur d'indice \mathbf{i}_q , soit $y(t; \mathbf{i}_q)$.

Dans la figure 4.4, le processeur du filtrage de détection, noté le PE FB, pour chaque étage s et chaque partition q de l'utilisateur k pour l'itération multipass i , utilise les mêmes coefficients \mathbf{w}_k^i . L'opération faite par ce bloc est décrite par l'équation qui suit :

$$\tilde{b}_{k,s,q}^i[i_{q,n_p}] = \mathbf{w}_{k,\nu}^i \mathbf{H}_q^{\text{unc}} \left[i_{q,n_p} \right], \quad (4.14)$$

où $\nu = \text{mod}(i_{q,N_q}, N_{nc})$ et $\hat{\mathbf{r}}_q^{\text{unc}}[i_{q,n_p}]$, qui a la même représentation vectorielle que celle présentée en (4.3), est définit comme suit en fonction de i et s :

$$\hat{\mathbf{r}}_q^i \left[i_{q,n_p} \right] = \begin{cases} \hat{\mathbf{r}}_q^i \left[i_{q,n_p} \right] & \text{si } i = 1 \text{ et } s = 1, \\ \hat{\mathbf{r}}_{k,N_s(i-1),q}^{i-1} \left[i_{q,n_p} \right] & \text{si } i > 1 \text{ et } s = 1, \\ \hat{\mathbf{r}}_{k,s-1,q}^i \left[i_{q,n_p} \right] & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (4.15)$$

Afin de respecter les contraintes de temps, le PE FB, présenté dans la figure 4.5.a, emploie 2 multiplieurs de 16 bits ainsi que 2 additionneurs de 16 bits.

Le processeur élémentaire d'étalement (PE SB – *Spreading Block*) exécute l'équation (4.16). Ce PE est décrit dans la figure 4.5.b où le bloc B_{add1} est composé de 10 additionneurs de 16 bits en parallèle.

$$\begin{aligned} z_{k,s,q}^i(t; i_{q,n_p}) &= \hat{b}_{k,s,q}^i \left[i_{q,n_p} \right] \hat{\Theta}_k^i(t; i_{q,n_p}) = f\left(\tilde{b}_{k,s,q}^i \left[i_{q,n_p} \right]\right) \hat{\Theta}_k^i(t; i_{q,n_p}), \\ &= \hat{b}_{k,s,q}^i \left[i_{q,n_p} \right] \hat{h}_k^i(t; i_{q,n_p}) \otimes d_k(t; i_{q,n_p}). \end{aligned} \quad (4.16)$$

Une table LUT, «*Look Up Table*», est utilisée pour représenter la fonction de tangente-hyperbolique de la fonction de décision $f(\bullet)$, équation (34). Comparé avec le PE SB conçu pour la méthode ADIC, ce PE SB voit son nombre d'additionneur du bloc B_{add1} doublé et son nombre de multiplieur 16 bits passer un, afin de compenser l'augmentation des ressources du bloc PE FB. Il est en résulte de cette diminution de multiplieurs que le PE SB devient le plus lent, toutefois il s'agit du meilleur compromis entre temps de passage et les ressources matérielles. En effet le PE SB avec un seul multiplieur reste bien moins lent que le PE FB avec un seul multiplieur.

Les expressions (4.17) à (4.19) décrivent les opérations réalisées par le processeur élémentaire d'annulation d'interférence, (PE IC – *Interference Cancellor*). Figure 4.5.c, son bloc d'addition B_{add2} est composé lui aussi 10 additionneurs 16 bits en parallèle.

$$Z_{s,q}^i(t; i_{q,n_p}) = \sum_{k=1}^K z_{k,s,q}^i(t; i_{q,n_p}) \quad (4.17)$$

$$\xi_{k,s,q}^i(t; i_{q,n_p}) = z_{k,s,q}^i(t; i_{q,n_p}) + Z_{s,q}^i(t; i_{q,n_p}), \quad (4.18)$$

$$\hat{r}_{k,s,q}^i(t; i_{q,n_p}) = \hat{r}_q^i(t; i_{q,n_p}) + \xi_{k,s,q}^i(t; i_{q,n_p}). \quad (4.19)$$

Le diagramme de temps de la figure 4.6 décrit pour l'utilisateur k la façon dont se propagent les Q partitions du signal à travers la structure pipeline de la détection. Le cycle d'horloge du pipeline, noté T_{clk}^d , est le même pour tous les PE et correspond au PE le plus lent qui est, comme évoqué, le PE SB pour tous les débits de transmission. Le nombre de ressources matérielles a été choisi afin de permettre la détection des symboles de tous les usagers k dans la durée τ_{op} . La latence résultante est de $6T_{clk}^d$ et le débit de T_{clk}^d .

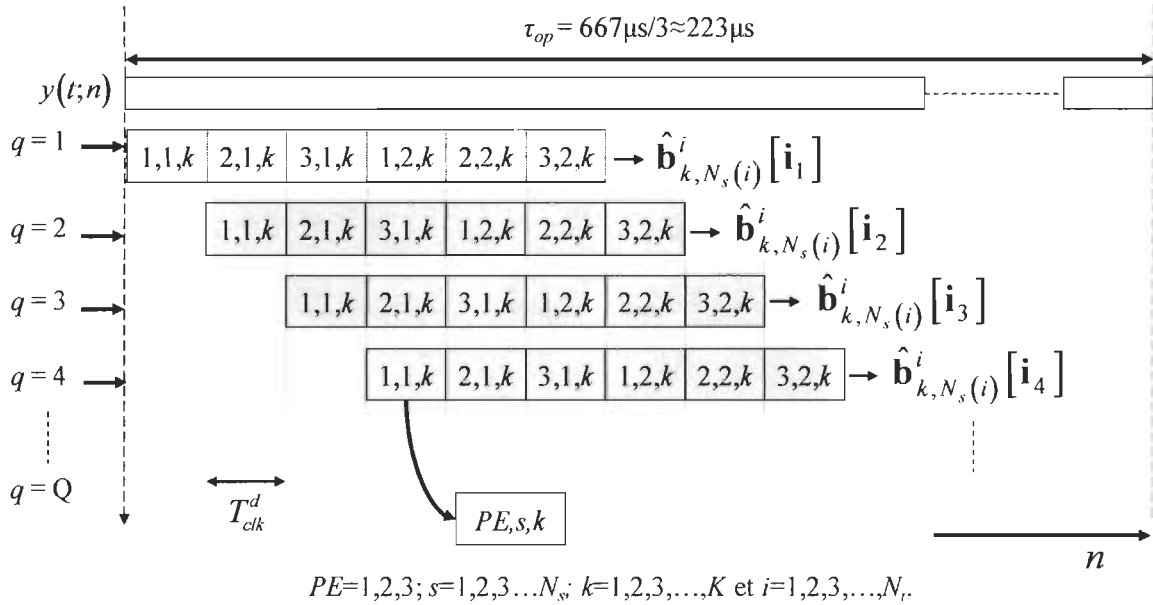


Figure 4.6 : Diagramme des opérations en fonction du temps de la phase détection de MADIC.

IV.2.2. Bloc d'annulation du pilot et de la phase adaptation

Comme le montre le diagramme temporel de l'utilisateur k à l'itération i dans la figure 4.7, l'annulation du pilot et la phase d'adaptation sont réalisées en parallèle dans le temps τ_{op} .

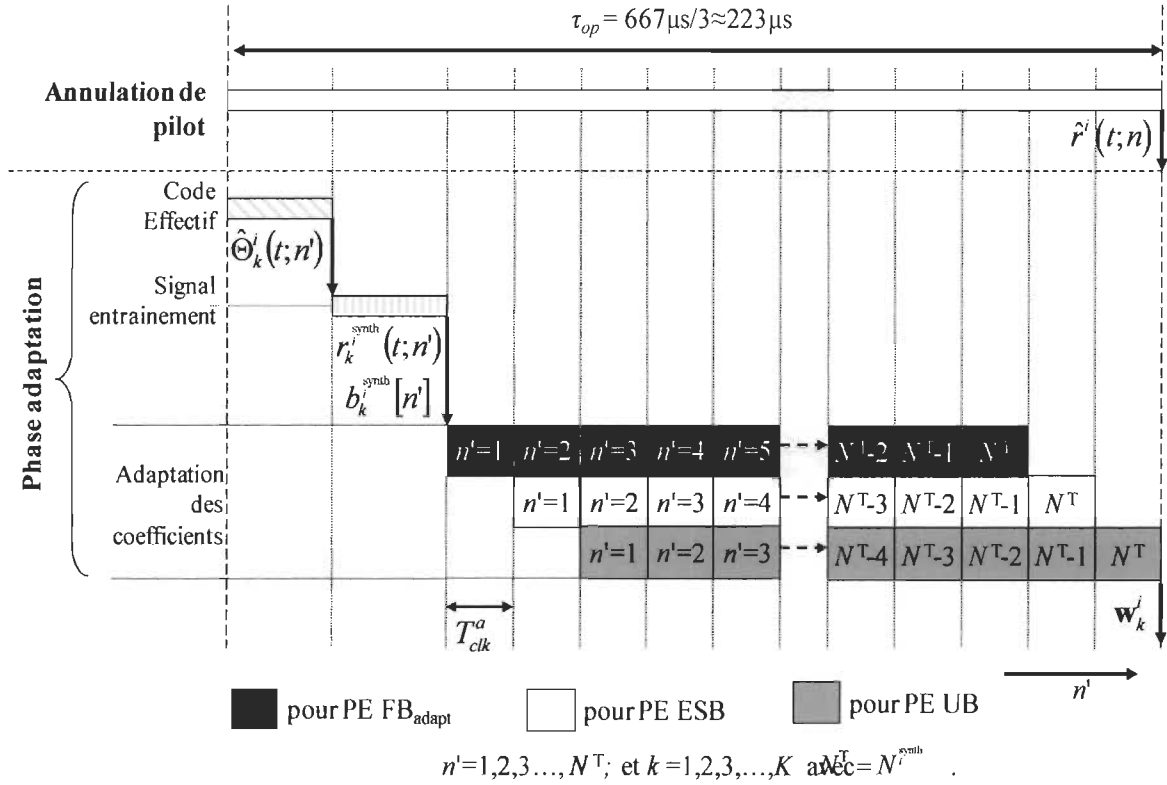


Figure 4.7 : Diagramme temporel des opérations de la phase adaptation de MADIC pour l'utilisateur k .

L'annulation du pilot consiste en deux opérations principales :

- Basé sur les paramètres estimés du canal et les codes d'étalement du pilot connus, le processeur élémentaire du code du pilot, noté PE PC pour «*Pilot Codes*», calcule les codes effectifs du pilot $\hat{\Theta}_k^i(t, n) = \hat{h}_k^i(t, n) \otimes \bar{d}_k^i(t, n)$.

Dans ce bloc visible dans la figure 4.8.a, étant donné que le code d'étalement

$\bar{d}_k(t;n)$ est une séquence de valeur ± 1 , le multiplieur est remplacé par une manipulation binaire. L'additionneur 16 bits accumule les valeurs de convolution.

- À partir de ces codes effectifs et des symboles connus du pilot, le PE PS pour «*Pilot Summation*», calcule le signal reçu de trafic $\hat{r}^i(t;n)$ de l'utilisateur k comme fait dans (4.1). Ce PE emploie un bloc d'additions B_{add3} avec 14 additionneurs de 16 bits en parallèle. Les détails de ce PE sont présentés en figure 4.8.b.

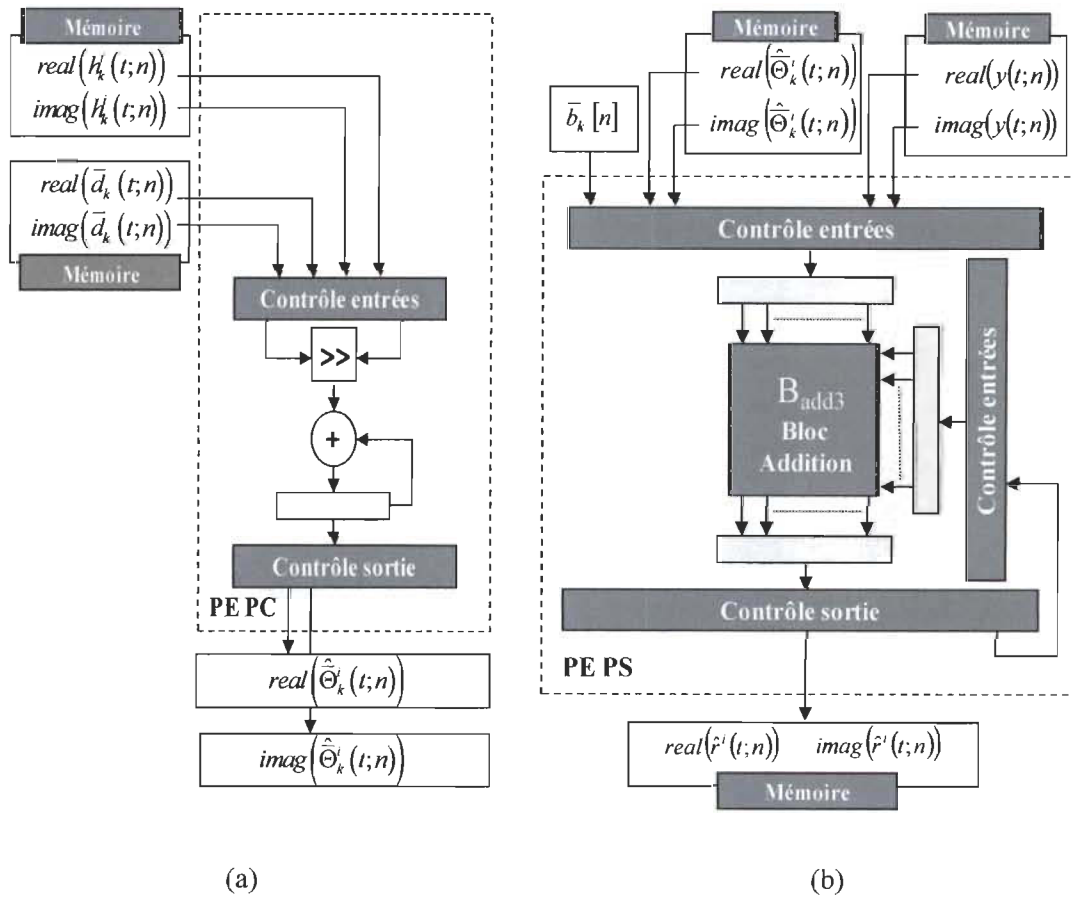


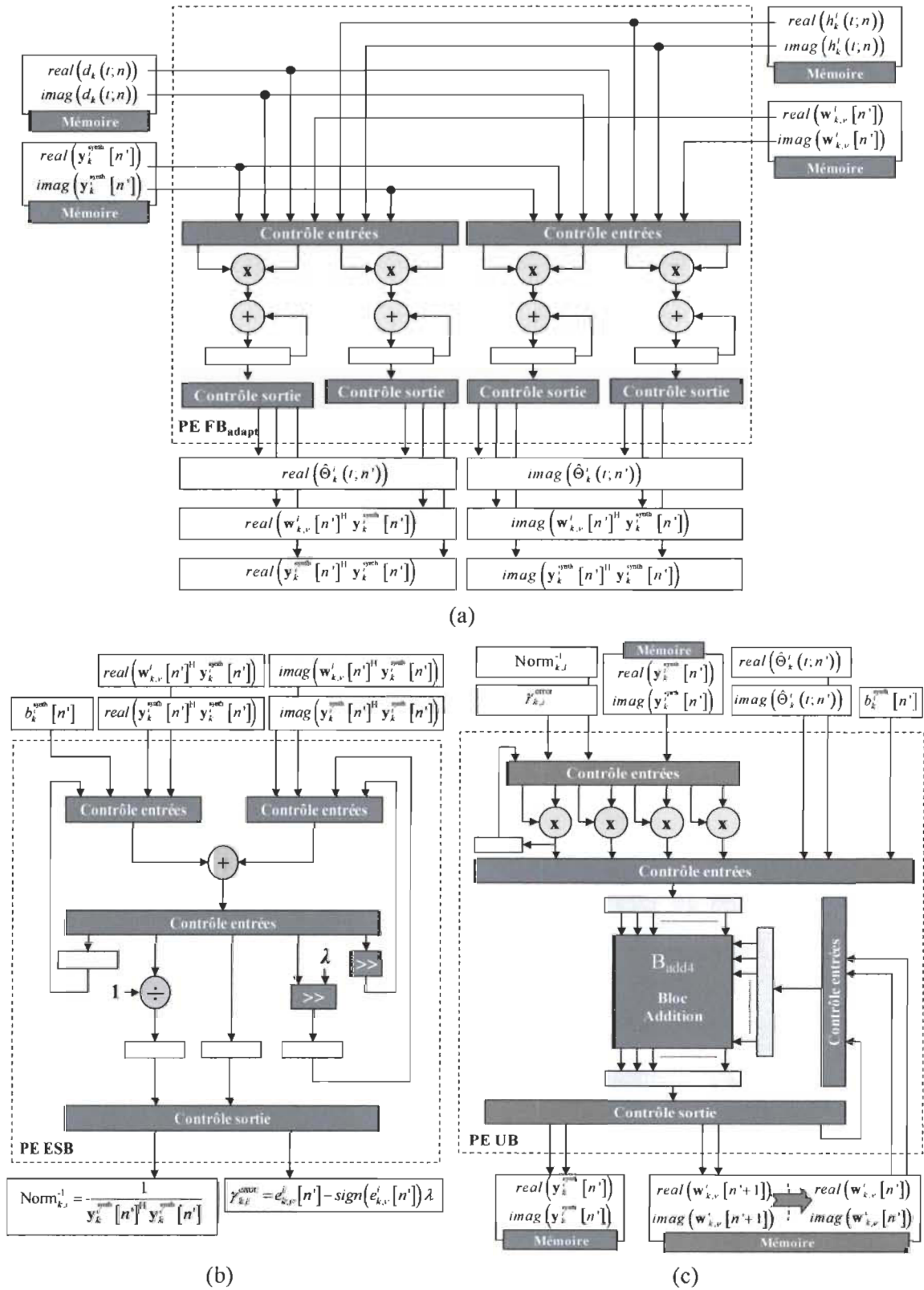
Figure 4.8 : Composition des PE PC (a) et PS (b) de l'annulation du pilot.

La phase d'adaptation, quant à elle, est réalisée à partir des trois opérations principales :

- le calcul des codes effectifs $\hat{\Theta}_k^i(t; n')$ pour les K usagers,
- la construction des signaux de synthèse (4.8);
- la mise à jour des coefficients \mathbf{w}_k^i effectuée par la méthode adaptative définit par les équations (4.9) à (4.11). Cependant comme montré dans l'équation (46) de la section III.3.3., en remplaçant le pas de convergence $\mu_{k,v}^i[n']$ (4.11) dans l'équation de mise à jour (4.10), on obtient l'équation (4.20) qui est plus adéquate dans la vue d'une implantation.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{k,v}^i[n'+1] &= \mathbf{w}_{k,v}^i[n'] + \left(e_{k,v}^i[n'] \ll -\text{sign}(e_{k,v}^i[n']) \lambda \right) \frac{\mathbf{y}_k^{i,\text{synth}}[n']}{\mathbf{y}_k^{i,\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{i,\text{synth}}[n']} \\ &= \mathbf{w}_{k,v}^i[n'] + \gamma_{k,i}^{\text{error}} \text{Norm}_{k,i}^{-1} \mathbf{y}_k^{i,\text{synth}}[n'] \end{aligned} \quad (4.20)$$

Cette mise à jour des coefficients \mathbf{w}_k^i que nous venons d'évoquer est divisée en trois sous-tâches, chacune étant réalisée par un processeur élémentaire (PE), figure 4.7 : (i) le processeur qui réalise le passage par les filtres $\mathbf{w}_{k,v}^i[n']^H \mathbf{y}_k^{i,\text{synth}}$, le PE FB_{adapt}, (ii) le processeur élémentaire qui calcule l'erreur $e_{k,v}^i[n']$, $\gamma_{k,i}^{\text{error}} = (e_{k,v}^i[n'] - \text{sign}(e_{k,v}^i[n']) \lambda)$ et $\text{Norm}_{k,i}^{-1} = 1 / \mathbf{y}_k^{i,\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}_k^{i,\text{synth}}[n']$ issus de l'équation de mise à jour (4.20) et que l'on appelle PE ESB (*Error and Step size Block*), et (iii) le processeur de mise à jour des coefficients qui exécute le reste de l'équation (4.20), le PE UB (*Update Block*). Ces PE sont détaillés dans la figure 4.9.


 Figure 4.9 : Composition des PEs FB_{adapt} (a), ESB (b) et UB (c) de la phase adaptation de MADIC.

Les caractéristiques de ces PE sont les suivantes :

- Le PE FB_{adapt} , exposé dans la figure 4.9.a nécessite 4 multiplieurs 16 bits et 4 additionneurs 16 bits pour parvenir à respecter la contrainte de temps τ_{op} . Ce bloc réalise des tâches suivante afin de réduire les ressources matérielles : (i) le calcul des codes effectifs, (ii) le passage par les filtres ainsi que (iii) le calcul de $Norm_{k,i} = \mathbf{y}_k^{i, synth} [n']^H \mathbf{y}_k^{i, synth} [n']$ (4.20);
- Le PE ESB, la figure 4.9.b, contrairement au PE ESB de la méthode ADIC se contente de calculer l'erreur $e_{k,v}^i [n']$, $\gamma_{k,i}^{error} = (e_{k,v}^i [n'] - \text{sign}(e_{k,v}^i [n']) \lambda)$ et l'inverse de la norme $Norm_{k,i}^{-1} = 1 / \mathbf{y}_k^{i, synth} [n']^H \mathbf{y}_k^{i, synth} [n']$. Ce PE, afin de pouvoir remplir les exigences temporelles ne peut réaliser les produits de la mise à jour (4.20). Ce processeur n'effectue donc plus de multiplications;
- C'est le PE UB qui procède aux produits de la mise à jour avec tous les éléments fournis par le PE ESB. Pour ce faire 4 multiplieurs 16 bits en parallèle lui sont nécessaires. Ce PE possède également un bloc d'additions contenant 10 additionneurs 16 bits en parallèle, noté B_{add4} dans la la figure 4.9.c. Plusieurs opérations sont effectuées avec ce processeur : (i) le calcul du signal de synthèse $\mathbf{y}_k^{i, synth} [n']$ et (ii) durant l'adaptation du SM-NLMS, le calcul du reste de l'équation (4.20) débuté par le PE ESB.

Comme le montre la figure 4.7, nous avons appliqué un processus de pipeline à la mise à jour des coefficients, comme fait pour la méthode ADIC, basé sur un arrangement en série des PE FB_{adapt} , ESB, UB. Le cycle d'horloge du pipeline, T_{clk}^a , est déterminé par le PE le

plus lent : soit le PE FB_{adapt} pour tous les débits de transmission. Ce processus permet de pipeliner l'architecture à partir $n'=1$ jusqu'à $n'=N_i^{synh}$. La latence et le débit de la structure sont respectivement de $2T_{clk}^a$ and T_{clk}^a . Cette stratégie d'implantation est appliquée de façon identique et indépendante pour les K usagers. Enfin notons que les cycles d'horloge des phases détection T_{clk}^d et de d'adaptation T_{clk}^a sont indépendants, puisqu'étant déterminés par leur structures pipeline respective.

IV.3. COMPORTEMENT DE LA MÉTHODE MADIC

Nous venons de décrire le fonctionnement de la structure multipass appliquée au récepteur ADIC, présenté dans le chapitre III, et de proposer une stratégie d'implantation de cette méthode MADIC, le rôle de ce chapitre consiste à étudier son comportement dans le contexte DS-CDMA. Pour se faire, trois paragraphes seront exposés tels que :

- Dans la première section, plusieurs versions de la méthode MADIC seront comparées avec la méthode ADIC et la méthode DF-soft-MPIC afin de déterminer l'apport d'une telle structure dans la détection de l'information transmission à la station de base d'un système DS-CDMA;
- La section suivante fera l'état de la complexité arithmétique de la structure multipass MADIC et le compromis entre performance et complexité qui en découle sera évalué comme dans III.5.3;
- Enfin à partir de la stratégie d'implantation proposée ici, nous serons en mesure d'estimer les ressources matérielles requises pour intégrer la méthode MADIC tout en respectant les contraintes de la technologie.

IV.3.1. Résultats en performance

Les conditions de simulation de base appliquées dans l'analyse des performances de la structure MADIC sont en majorité identiques à celle utilisées lors de l'analyse de comportement réalisée dans le chapitre précédent; comme on peut le voir le tableau 4.1, nous avons conservé la même plateforme de simulation DS-CDMA que dans la section III.5.1, puisqu'étant totalement conforme à l'analyse visée.

Tableau 4.1 : Paramètres de simulation de base de la plateforme de simulation.

Paramètres	Valeurs
Type de canal	Vehicular A
Fréquence d'échantillonnage	2 GHz
Fréquence du chip	3.84MHz
Fonction d'énergie unitaire $\psi(t)$ (2.2)	« <i>raised cosine</i> »
Facteur d'évanouissement de $\psi(t)$	0.22
Vitesse des usagers par défaut	3kmph
Estimateur des <i>taps</i> du canal	Corrélateur [67]
Estimation des délais du canal	Considérée parfaite
Répétitions de simulation par défaut	3000 slots

Dans le cas présent, contrairement à celui des simulations d'ADIC, l'annulation du pilot est comprise dans la structure multipass. Notons également que les résultats en BER sont calculés de façon similaire en faisant la moyenne des BER de tous les usagers, obtenus pour chacun par une moyenne des BER sur le nombre de répétitions de simulations considéré. Enfin avec un BER de 5% issu du détecteur, le décodeur qui le précède est supposé retrouver toute l'information transmise.

Les simulations seront uniquement menées pour des longueurs de codes égales à $N_c = 16$; soit pour un débit de transmission de 64kbps. Dans un souci de références et de comparaison, nous considérerons les méthodes suivantes dans les simulations :

- les récepteurs Rake ($L_k = 6$), DF-soft-MPIC avec 5 étages ainsi que la méthode ADIC. Précisons que le détecteur ADIC observera les paramètres suivants : $N^{\text{synth}} = 320$ données d'adaptation, $\lambda = 0.005$, des tailles de sous-filtres fixées à $N_{\text{SF}} = 2N_c = 32$ et une structure de détection composée de 5 étages.
- une version de la méthode ADIC avec les connaissances parfaites du canal, afin d'observer en tout temps les meilleurs résultats de détection pouvant être atteints;
- une version de MADIC qui, pour $i > 1$, appliquera les données trafic parfaites à l'entrée de l'estimateur du canal au lieu des données trafic estimées par le MUD. On simule ainsi une structure multipass munie d'un FEC à chaque itération i .
- Enfin trois versions de la méthode MADIC sont analysées ici dont les configurations sont exposées dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2 : Paramètres des trois versions de la méthode MADIC : MADIC-v1, MADIC-v2 et MADIC-v3.

Paramètres	MADIC-v1	MADIC-v2	MADIC-v3
N_i	3	4	2
N_i^{synth}	[320, 160, 160]	[320, 160, 160, 160]	[320, 160]
$N_s(i)$	[5,5,5]	[2,2,2,1]	[2,2]
Total d'étages	15	7	4
N_{SF}	32	32	32
λ	0.005	0.005	0.005

La figure 4.10, page suivante, présente les résultats des trois versions de MADIC : MADIC-v1, MADIC-v2 et MADIC-v3 détaillées dans le tableau 4.2. Avant de commenter cette figure, faisons quelques remarques sur ces versions de MADIC :

- on observe dans le tableau que la méthode MADIC-v2 utilise une itération multipass de plus (ce qui revient à une estimation du canal supplémentaire) mais moins d'étages dans la phase de détection en comparaison avec la version MADIC-v1;
- On constate aussi dans ce tableau que la version MADIC-v3 a la plus faible complexité avec 2 itérations multipass et 2 étages de détection $N_s(i) = [2, 2]$, soit 4 étages en tout : on peut ainsi supposer que sa complexité arithmétique est proche de celle de la méthode ADIC (sans multipass) qui est ici munie de 5 étages. Il nous est possible de dire cela parce que l'on considère ici le passage par l'estimateur de canal d'un impact relativement faible par rapport à la complexité totale d'un détecteur multipass. En effet, il a été montré dans [69], qu'afin d'estimer les *taps* du canal comme c'est le cas dans nos simulations (voir tableau 4.1), le corrélateur présente une complexité 100 fois moins importante que le détecteur multi-usager DF-soft-MPIC;
- Sachant cela sur la complexité de l'estimateur de canal utilisé, il semble logique de dire sans erreur que, même avec 4 passages par l'estimateur, la méthode MADIC-v2 reste moins complexe que la méthode MADIC-v1 : ce dernier, en considérant les itérations multipass, revient à passer à travers 15 étages au lieu de 7 pour la méthode MADIC-v2.

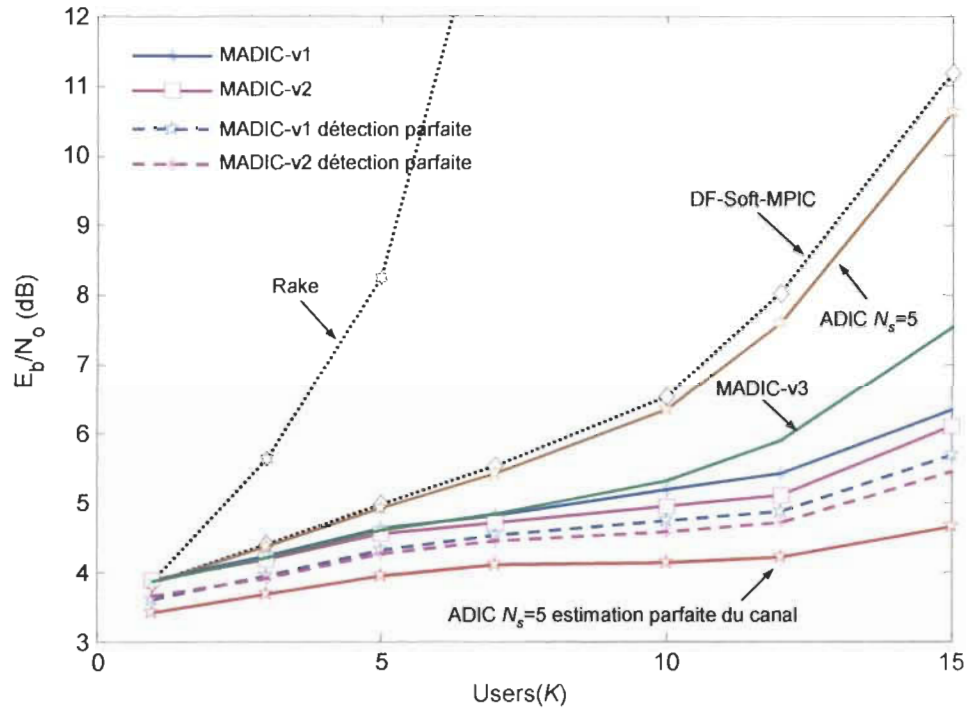


Figure 4.10 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes Rake, DF-Soft-MPIC, ADIC, MADIC-v1, MADIC-v2, MADIC-v3, ainsi que MADIC-v1 et MADIC-v2 avec une détection parfaite et ADIC avec une estimation parfaite du canal.

D'ailleurs comme la figure 4.10 le montre, les performances en BER de la méthode MADIC-v2 sont équivalentes et même meilleures (pour un grand nombre d'utilisateurs) que les résultats en détection que la méthode MADIC-v1. Donc, on peut affirmer qu'il est plus judicieux d'utiliser plus d'itérations multipass et moins d'étages de détection afin d'améliorer l'estimation du canal dans la structure multipass.

Il ressort également de la figure 4.10 les points intéressants suivants :

- Le gain de la MADIC-v2, à 15 utilisateurs, obtenu par rapport aux méthodes DF-soft-MPIC, ADIC, MADIC-v3 et MADIC-v1 est respectivement de 5dB, de 4.5dB et de 1.5dB et 0.25 dB. L'impact de la structure multipass proposée du point de vue performance de détection est donc important;

- Le gain obtenu par les méthodes qui utilisent à chaque itération les données trafic parfaite comme entrées de l'estimateur (qui simule ainsi un FEC idéal dans la structure multipass) n'est que 0.6dB par rapport à MADIC-v2. L'apport d'un FEC apparaît comme peu convainquant en performance vue sa complexité par rapport à la méthode multipass proposée qui n'en utilise pas;
- Notons que comparé à la méthode ADIC conçue sur la connaissance parfaite du canal de transmission, MADIC-v2 n'obtient qu'une perte de 1.5dB pour $K=15$. Cela est très satisfaisant sachant que cette méthode multipass se base sur le corrélateur pour estimer les paramètres du canal. En effet en comparaison, sans structure multipass, la méthode ADIC pour 15 usagers avec une estimation basée sur ce même corrélateur observe une perte de 6 dB par rapport à la méthode ADIC avec connaissance parfaite du canal.
- La méthode MADIC-v3, dont la complexité arithmétique est supposée proche de celle de la méthode ADIC avec 5 étages étant donnée la faible complexité du corrélateur lorsqu'utilisé pour estimer les *taps*, retourne, comme on peut essayer de le voir sur la figure 4.10, de meilleurs résultats que cette dernière. En effet le gain obtenu en dB par MADIC-v3 par rapport à ADIC avec $s=5$ est respectivement de 1dB, 1.7 dB et 3dB respectivement pour 10, 12 et 15 usagers. Notons que nous nous intéressons de près à la méthode MADIC-v3 car elle possède une complexité relativement faible et retourne de bonnes performances. Il sera donc intéressant d'évaluer son compromis entre performances et complexité et de le comparer à celui des méthodes ADIC avec $s=5$ et ADIC-LC avec $s=5$ et $s=3$ qui se sont démarquées dans le chapitre III.

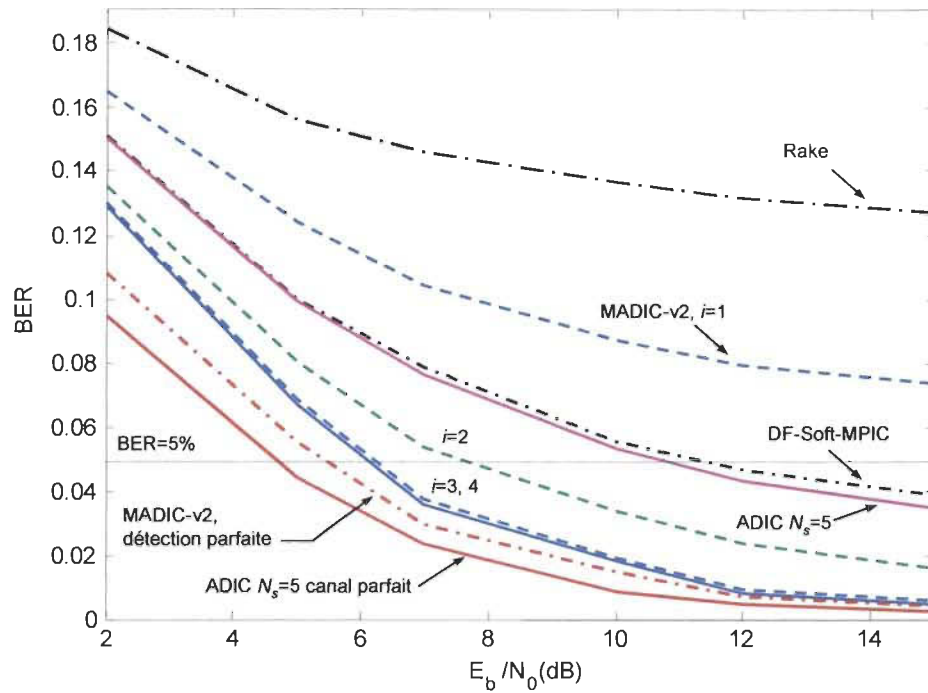


Figure 4.11 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB) pour $N_c = 16$ et $K=15$ à 3 kmph pour le Rake, DF-soft-MPIC, ADIC, MADIC-v2 pour $i = 1, 2, 3, 4$ (MADIC-v3 = MADIC-v2 $i=2$), ainsi que les méthodes MADIC-v2 avec détection parfaite et ADIC avec un canal parfait.

À partir du constat avec la figure 4.10 selon lequel la méthode MADIC-v1 performe moins bien que la méthode MADIC-v2 avec une complexité plus élevée, cette configuration de MADIC a été retirée de notre étude. Ainsi la figure 4.11 expose l'évolution des résultats en BER obtenus par la méthode MADIC-v2 en fonction des itérations multipass i avec 15 usagers en transmission simultanée.

- Pour $i=1$ la méthode MADIC-v2 retourne évidemment les mêmes performances que la méthode ADIC figure 3.11 pour 2 étages : meilleur que le Rake mais incapable d'atteindre un BER de 5% avec 15 usagers.
- Pour l'itération suivante, $i=2$, la méthode MADIC-v2 équivaut à la méthode MADIC-v3 du tableau 4.2. Comme on peut le constater à ce state, BER de 5% est

obtenu pour des bruits nettement plus élevés que les méthodes analysées dans le chapitre précédent : 3dB de gain.

- Pour $i=3$ et 5% de BER, cette itération a permis par rapport aux résultats de l'itération précédente d'améliorer le gain en dB de 1.5dB.
- Enfin pour $i=4$, le gain obtenu avec une itération supplémentaire est minime, seulement 0.1 dB. Comme le montre le tableau 4.2, un seul étage est considéré dans la phase détection de cette 4^{ème} itération, en effet avec deux étages le BER obtenu reste équivalent et parfois se détériore légèrement. La limite de gain en performance de la méthode multipass est ainsi atteinte après 3 itérations multipass. C'est pour cette raison que la stratégie d'implantation décrite dans la section IV de la méthode MADIC se base sur MADIC-v2 avec $N_i = 3$ itérations.

IV.3.2. Complexité et analyse de compromis

Dans cette section, nous appliquons la même approche d'estimation de complexité arithmétique que présentée dans III.5.3 : celle basée sur la quantité d'unités arithmétiques élémentaires «full adder», (FA). Les complexités des récepteurs DF-soft-MPIC, soft-MPIC, ADIC, MADIC-v2 et MADIC-v3 seront ainsi comparées tout en conservant le point de vue d'une technologie d'intégration VLSI. On considère N_q FA et N_q^2 FA pour réaliser respectivement un additionneur de N_q bits et un multiplieur de N_q bits. Comme déterminé dans le chapitre précédent, nous supposons ici des mots de $N_q=16$ bits suffisants pour exécuter nos détecteurs sans perte de performances. Donc une fois le nombre d'additions et de multiplications réelles requis pour chacune de nos méthodes de détection calculé, le nombre de full adder nécessaire est déterminé.

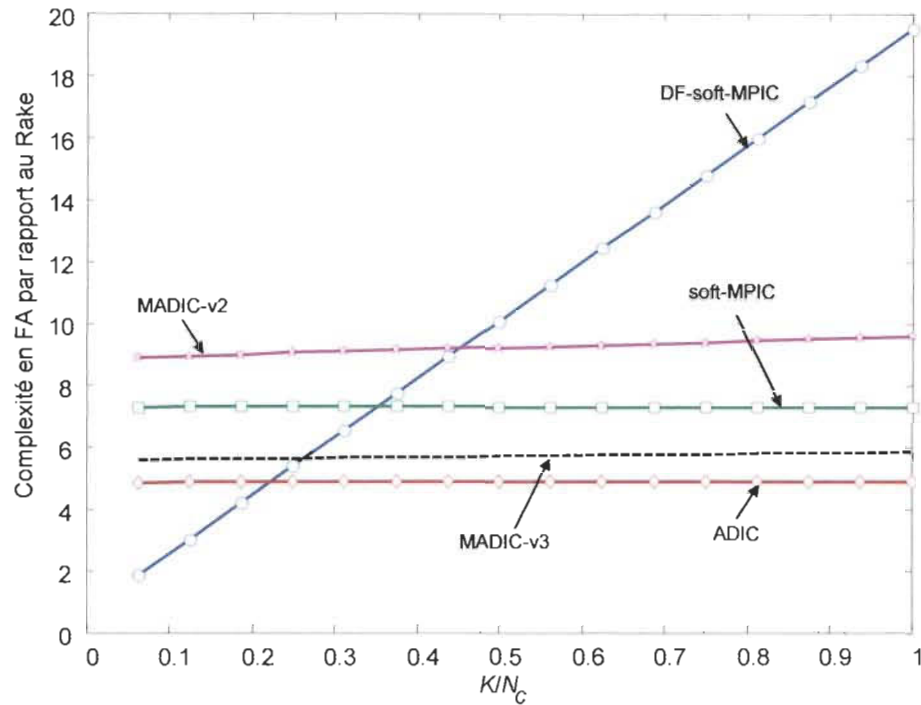


Figure 4.12 : Nombre de FA nécessaires aux méthodes ADIC, soft-MPIC, DF-soft-MPIC, MADIC-v2 et MADIC-v3 par rapport au Rake pour 1 trame, $N_s=5$, $N_q=16$ bits et $N_c=16$.

Dans la figure 4.12, qui présente la complexité des méthodes multipass par rapport à celle du Rake, le DF-soft-MPIC pour $s=5$ et $K=16$ reste le plus complexe. Pour $K=16$, MADIC-v2, avec notamment ses 7 étages de détection en cumulé (tableau 4.2), se trouve être respectivement 1.15 fois, 1.7 fois, 2.1 fois et 9.6 fois plus complexe que les méthodes soft-MPIC ($s=5$), MADIC-v3, ADIC ($s=5$) et Rake. Ici, l'apport de la méthode ADIC dont la complexité est relativement faible s'avère essentielle à l'atteinte d'un bon compromis : en effet la complexité de MADIC-v2 dans notre cas de transmission est proche celle du récepteur soft-MPIC. Enfin MADIC-v3 avec 4 étages en tout, 5.8 fois plus complexe que le Rake, est, pour $K=16$, moins complexe que le soft-MPIC et présente une complexité 15% plus élevée seulement que celle de ADIC ($s=5$). Ce résultat confirme notre intérêt pour cette méthode. La figure 4.13 suivante présente l'évaluation du compromis entre les performances et la complexité des méthodes simulées.

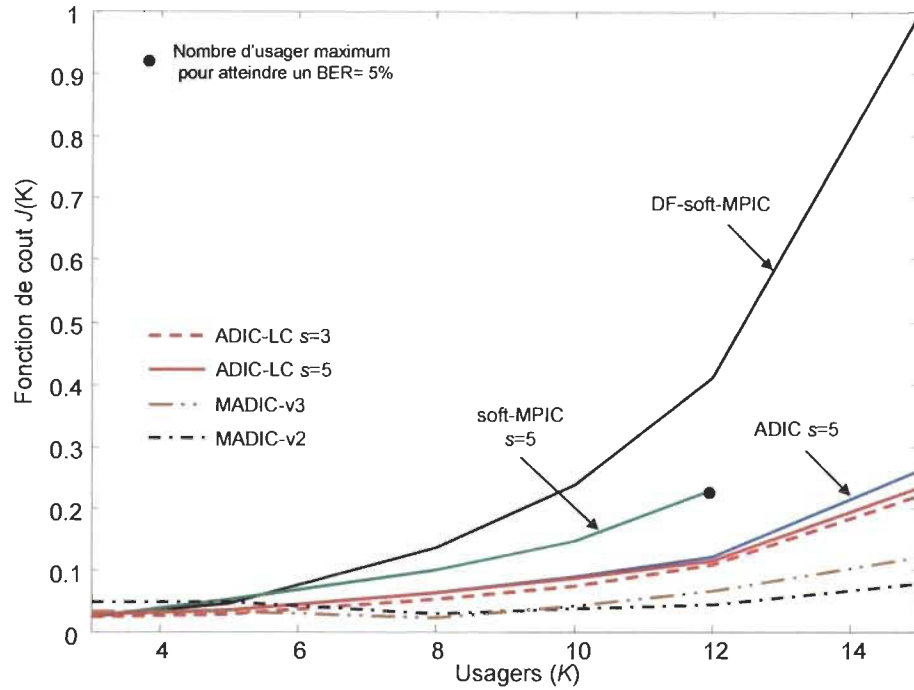


Figure 4.13 : Fonction de coût $J(K)$ définie dans (3.38) pour ADIC, le DF-soft-MPIC, le soft-MPIC ($s=5$), MADIC-v2, MADIC-v3 et ADIC-LC pour $N_s = \{3, 5\}$ et $N_c=16$.

Dans ce cas, le critère de la fonction de coût $J(K)$, considère équitablement les composantes de performances et de complexité en FA de l'équation (3.38). On observe ici que la méthode multipass MADIC-v2 est la méthode qui parvient le mieux à minimiser cette fonction de coût. Comme nous l'avons vu figure 4.12, cette méthode est celle qui possède, mise à part le DF-soft-MPIC, la plus forte complexité. Son gain en performance élevé lui procure donc à lui seul cette première place en compromis. La méthode MADIC-v3 dont la complexité est inférieure au DF-soft-MPIC, à MADIC-v2 et au soft-MPIC, minimise $J(K)$ bien mieux que les méthodes du chapitre III : elle procure pour 15 usagers un gain de 3dB par rapport à ADIC avec une complexité seulement 15% plus élevée. Ici encore dépendamment du désir de performer ou d'atteindre de bonnes performances pour une complexité abordable, le choix reste ouvert entre les méthodes MADIC-2 et MADIC-v3 ou encore ADIC-LC avec 3 étages qui reste la moins complexe.

IV.3.3. Résultats préliminaires d'implantation

Basée sur la stratégie d'implantation VLSI présentée dans la section IV.2, une estimation préliminaire des temps d'exécution et des ressources matérielles nécessaires au fonctionnement de la méthode MADIC sont exposés dans ce paragraphe. Rappelons que la méthode MADIC considérée ici est la méthode MADIC-v2, dont les paramètres principaux apparaissent dans le tableau 4.2 : avec non pas $N_i = 4$ itérations mais $N_i = 3$ itérations multipass, $N_i^{\text{synth}} = [320, 160, 160]$ et $N_s = [2, 2, 2]$. À partir de la stratégie d'implantation en pipeline proposée afin d'intégrer le récepteur MADIC dans un FPGA, l'architecture de trois opérations principales de ce MUD (l'estimateur de canal n'est pas considéré) ont été développées : l'annulation du pilot, la phase détection et la phase adaptation. Ainsi chacune de ces opérations est composée de processeurs élémentaires (PE), eux même composés d'opérateurs arithmétiques basiques comme exposé dans les figures 4.5, 4.8 et 4.9 : des additionneurs 16 bits, des registres, des multiplieurs 16 bits....

Considérant notre stratégie VLSI et le fait qu'un additionneur 16 bits et un multiplieur 16 bits peuvent être réalisés respectivement dans un FPGA à une fréquence de 200Mhz et de 100Mhz [31], les temps d'exécution obtenus pour l'annulation du pilot, les phases adaptation et détection sont décrits dans la figure 4.14, pour $N_c = \{4, 8, 16\}$. Cette figure permet d'observer que, même pour un système plein ($K = N_c$) toutes les opérations principales du MUD sont effectuées en parallèle et plus rapidement que la contrainte de temps τ_{op} ; pour toutes les itérations i et tous les débits (N_c). Cela signifie que les ressources matérielles des PE déterminées ont été suffisantes pour permettre d'atteindre le temps d'exécution imposé par la stratégie d'implantation de la méthode MADIC.

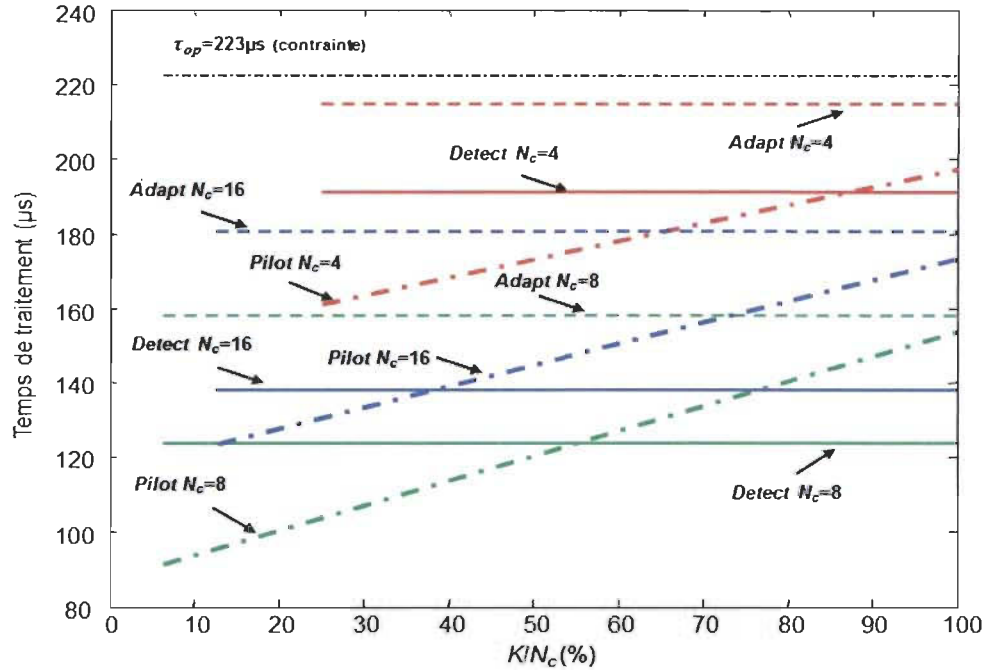


Figure 4.14 : Temps de traitement de la méthode MADIC pour $N_c = \{4, 8, 16\}$ considérant l'annulation du pilot et les phases adaptation et détection.

Notons les remarques suivantes à propos de la figure 4.14:

- La stratégie VLSI proposée permet d'implanter la méthode MADIC pour tous les débits de transmission considérés sans changer la structure des PE;
- Le temps d'exécution des phases adaptation et détection sont indépendantes de K . Les PE les plus lents de ces deux phases sont indépendants du nombre d'utilisateurs;
- Pour tous les N_c , le temps d'exécution de l'annulation du pilot, à cause de la sommation de tous les utilisateurs présente dans (4.1), dépend des utilisateurs K ;
- Toutes les opérations à $N_c=4$ sont plus lentes que les opérations des autres débits à cause de son grand nombre de données à détecter : $N=640$ pour $N_c=4$, $N=320$ pour $N_c=8$ et $N=160$ pour $N_c=16$.

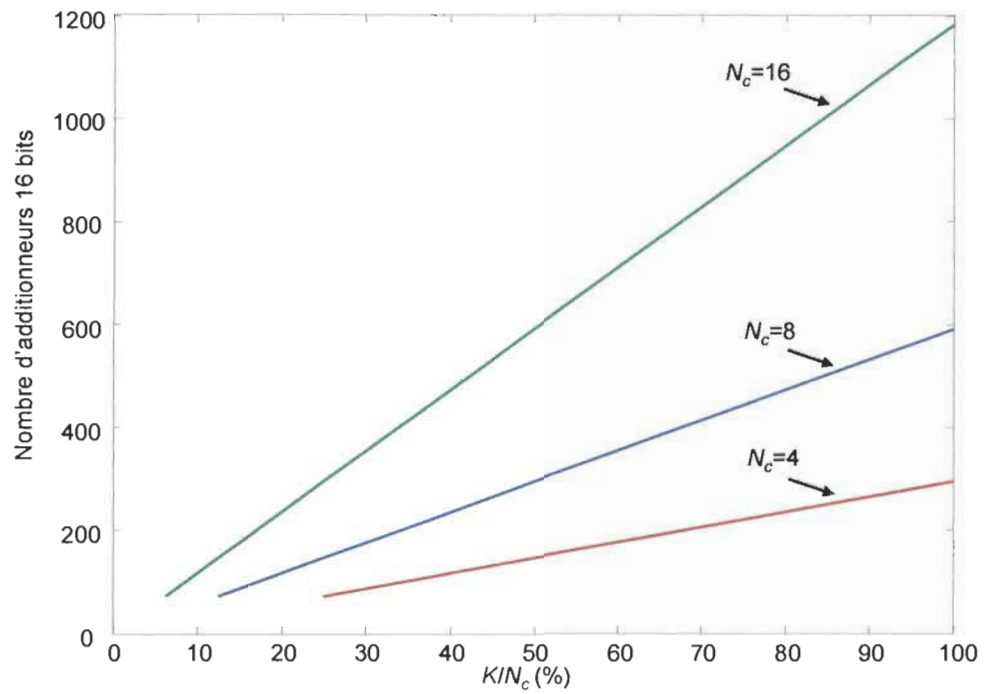


Figure 4.15 : Nombre total d'additionneurs 16 bits nécessaires à la conception de MADIC.

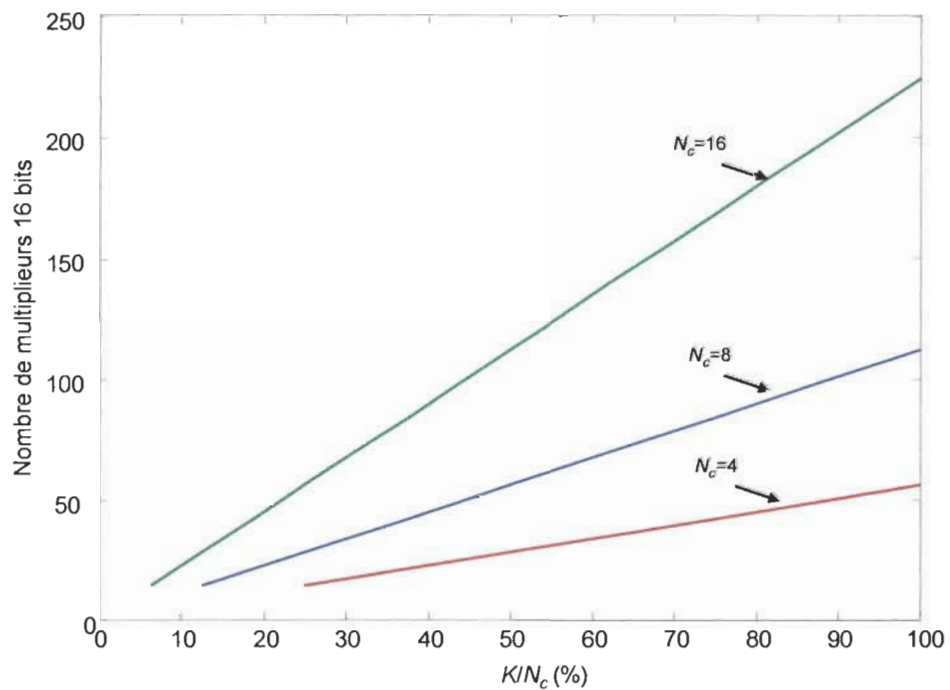


Figure 4.16 : Nombre total de multipliers 16 bits nécessaires à la conception de MADIC.

Considérant la faible contribution en complexité attribuée aux unités de contrôle dans [31], où est implémenté un MUD, on considère que les opérations arithmétiques, figures 4.15 et 4.16, représentent la plus importante source de ressources matérielles nécessaires pour réaliser la méthode MADIC. Ces ressources sont donc représentées pour le nombre total d'additionneurs 16 bits (figure 4.15) et le nombre total de multiplieurs 16 bits (figure 4.16). Pour $N_c=16$, afin d'implanter 16 usagers avec MADIC, sont nécessaires 1168 additionneurs 16 bits (soit 17760 slices d'un FPGA) et 224 multiplieurs 16 bits afin d'atteindre les temps d'exécution de figure 4.14 et ainsi respecter la contrainte de temps imposée par la stratégie d'intégration.

Considérant ces résultats préliminaires ainsi qu'une analyse des mémoires, et en tenant compte des fiches techniques du VirtexII-pro de Xilinx® [42], la méthode MADIC pour 16 usagers à $N_c=16$ pourrait être intégrée dans un VirtexII-pro de la famille XC2VP50, puisque ce dernier contient 23 616 slices et 232 multiplieurs embarqués. Précisément, l'intégration de MADIC dans ce FPGA utiliserait 96.6% de ses multiplieurs 16 bits embarqués et 75.2% des slices disponibles pour les additionneurs 16 bits.

IV.4. CONCLUSION

Afin d'améliorer les performances du détecteur ADIC, présentée dans le chapitre III, qui dépendent directement de la qualité de l'estimation du canal de transmission, nous avons appliqué ici ADIC dans une structure multipass appelée MADIC : liant ainsi conjointement le fonctionnement de l'estimateur de canal (correlateur) avec celui de notre détecteur multi-usager. Rappelons que l'idée de la structure itérative multipass, comme décrite dans le chapitre, consiste à améliorer les performances de l'estimateur avec les données estimées par le MUD, dont les performances de détection se trouvent ainsi par la

suite améliorées et ainsi de suite. Notez que le décodeur FEC, très coûteux arithmétiquement, n'apparaît pas dans la boucle itérative de la structure multipass.

Des simulations ont été menées afin d'évaluer le comportement de la méthode MADIC dans un contexte DS-CDMA stationnaire. Voici les points importants qui en ressortent :

- Une configuration de MADIC avec peu d'étages par itération et plus d'itérations performe mieux qu'avec plus d'étages par itération et moins d'itérations;
- Comparativement à ADIC $s=5$, la structure multipass améliore nettement les performances de détection : MADIC-v3 avec $N_f=2$ et $s=4$ en tout (complexité proche de celle de ADIC) permet un gain de 3dB. MADIC-v2 avec 4 itérations obtient un résultat proche de ADIC en connaissance parfaite du canal;
- L'ajout de la complexité d'un FEC dans la structure ne vaut pas la peine considérant le peu de gain obtenu par rapport à MADIC.

Les performances atteinte par cette structure sont telles que malgré leur complexités, ses méthodes offre tout de même le meilleur compromis entre performances et complexité même comparé à la méthode ADIC-LC avec 3 étages.

Dans ce chapitre aussi une stratégie d'implantation a été proposée afin cette fois-ci de permettre une intégration de la méthode MADIC (avec $N_f=3$ et $s=2$ étages par itération), toujours basée sur une structure pipeline et la réutilisation des ressources. Par rapport à ADIC, la latence de MADIC n'est que de 33% plus élevée et les nombres d'additionneurs et de multiplieurs 16 bits sont respectivement 180% et 75% fois plus élevés. La faible latence de la méthode MADIC se paie ici en ressource matérielle.

CHAPITRE V

MUD PROPOSÉ APPLIQUÉ AUX SYSTÈMES MULTI-ANTENNES

En joignant le fonctionnement de notre récepteur ADIC avec celui de l'estimateur de canal, la structure multipass MADIC, présentée dans la chapitre IV, a ainsi permit de nettement améliorer les performances de détection de notre MUD ADIC : l'idée étant d'affiner la qualité d'estimation des paramètres du canal afin, par la suite, de perfectionner le détecteur. Nous allons dans ce chapitre appliquer une autre approche afin de booster les résultats du MUD et la capacité du système par la même occasion. Pour y parvenir, l'idée consiste, cette fois-ci, à profiter de la diversité spatiale offerte par une transmission multi-antennes, communément appelée système MIMO dans la littérature

pour «*Multiple Input – Multiple Output*» [83]. Cette approche MIMO, à la base de nombreux travaux de recherche, présente en effet une solution attrayante, puisqu'en théorie plus le nombre d'antennes est augmenté et meilleurs sont les résultats de détection. Pour faire suite aux travaux effectués dans les chapitres III et IV, nous proposeront un récepteur ADIC, toujours impliquant le système DS-CDMA, pour une station de base composée cette fois de plusieurs antennes de réception; soit dans un contexte MIMO DS-CDMA [77] à [80]. De plus, curieux d'observer et d'analyser le comportement de la méthode ADIC dans un contexte n'employant aucun code d'étalement, nous présenterons également un récepteur ADIC conçu pour détecter les données transmises par le billet d'un système MIMO [81] à [92].

Nous débuterons ce chapitre par la description des modèles multi-antennes MIMO et MIMO DS-CDMA. La section V.2. présentera le récepteur multi-antennes conçu à partir du MUD ADIC dans le but de tirer profit de la diversité spatiale que procure l'emploi de plusieurs antennes à la station de base. Par la suite, le contexte MIMO n'ayant pas encore été évoqué, la section V.3 fera l'état des récepteurs MIMO les plus populaires. Évidemment ces derniers nous serviront de méthodes de comparaison afin d'évaluer le comportement de la méthode MIMO-ADIC, présentée dans la section V.4; cette fois-ci sans l'apport des codes d'étalement [C1]. Les résultats concernant les performances de détection ainsi que l'évaluation de la complexité arithmétique des deux récepteurs multi-antennes décrits dans ce chapitre paraîtront dans la section V.5. La section V.6 révélera nos conclusions sur l'application de notre famille de MUD dans le contexte de transmission multi-antennes.

V.1. MODÈLES DE TRANSMISSION MULTI-ANTENNES

Afin de clairement exposer les équations qui définissent les deux récepteurs multi-antennes basés sur le principe de la famille de détecteurs ADIC présentée dans le chapitre III, nous allons commencer par décrire mathématiquement les modèles de transmission MIMO et MIMO DS-CDMA.

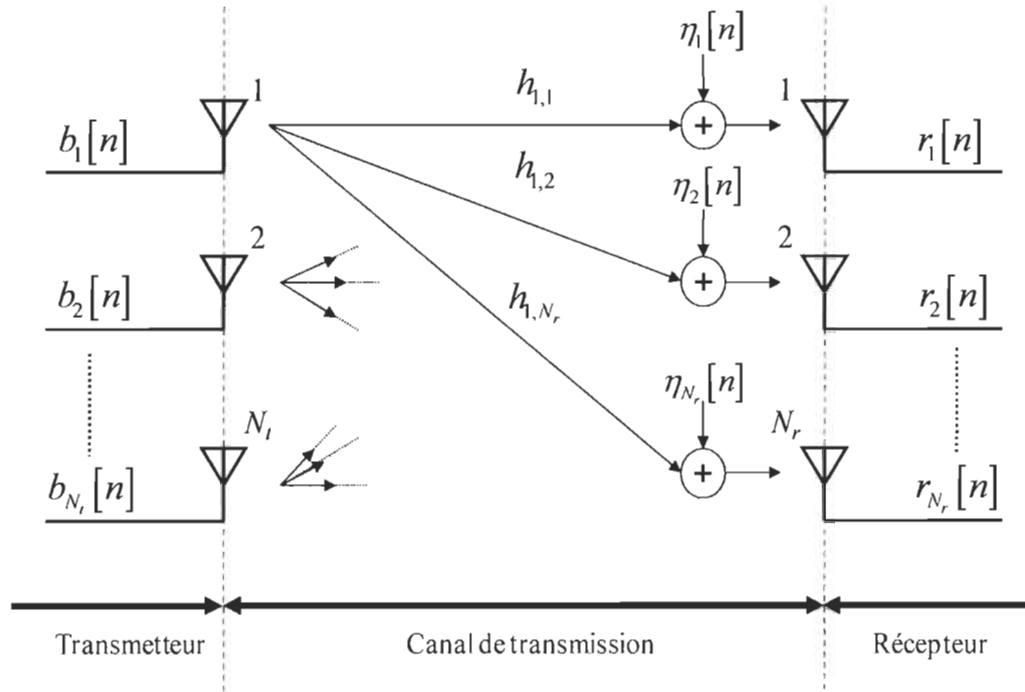


Figure 5.1 : Modèle d'un système MIMO.

V.1.1. Modèle d'un système MIMO

Soit le modèle de canal figure 5.1 avec N_t antennes de transmission et N_r antennes de réception avec $N_r \geq N_t$. Le signal complexe reçu à la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception s'écrit :

$$r_m[n] = \sum_{u=1}^{N_t} h_{u,m} b_u[n] + \eta_m[n], \quad (5.1)$$

où l'indice des données est défini par $n=1,2,\dots,N$ avec N la longueur de la séquence de données. $h_{u,m}$ représente la valeur complexe de la réponse impulsionnelle du canal de transmission correspondant à la $u^{\text{ième}}$ antenne de transmission et à la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception, avec $u=1,2,\dots,N_t$ et $m=1,2,\dots,N_r$. Les $N_t \times N_r$ gains du canal de transmission sont générés comme des variables aléatoires indépendantes suivant une distribution gaussienne de variance égale à 1. $b_u[n]$ désigne le symbole transmis à l'instant n par l'antenne u . Dans notre cas, on s'intéresse à des valeurs de type BPSK, tous les symboles $b_u[n]$ appartiennent donc à l'espace S tel que $S \in \{\pm 1\}$. Enfin, $\eta_m[n]$ représente le bruit blanc additif gaussien (*AWGN – Additive White Gaussian Noise*) de variance N_0 observé à l'antenne de réception m .

Afin de faciliter la description des récepteurs MIMO de références à la section V.3, nous allons traduire le modèle du système MIMO sous la forme vectorielle. Pour cela, \mathbf{b} le vecteur de toutes les données émises par les N_t antennes est défini par (5.2) et (5.3).

$$\mathbf{b} = [\mathbf{b}_1^T, \mathbf{b}_2^T, \dots, \mathbf{b}_u^T, \dots, \mathbf{b}_{N_t}^T]^T, \quad (5.2)$$

$$\mathbf{b}_u = [b_u[1], b_u[2], \dots, b_u[n], \dots, b_u[N]]. \quad (5.3)$$

On note \mathbf{H} la matrice du canal de transmission de dimension $N_r \times N_t$ qui s'écrit :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{u,1} & \cdots & h_{N_t,1} \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ h_{1,m} & \cdots & h_{u,m} & \cdots & h_{N_t,m} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ h_{1,N_r} & \cdots & h_{u,N_r} & \cdots & h_{N_t,N_r} \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Le bruit additif observé à toutes les antennes d'émission pour tous les instants n est décrit par (5.5) et (5.6).

$$\boldsymbol{\eta} = [\boldsymbol{\eta}_1^T, \boldsymbol{\eta}_2^T, \dots, \boldsymbol{\eta}_m^T, \dots, \boldsymbol{\eta}_{N_r}^T]^T, \quad (5.5)$$

$$\boldsymbol{\eta}_m = [\eta_m[1], \eta_m[2], \dots, \eta_m[n], \dots, \eta_m[N]]. \quad (5.6)$$

Enfin la matrice \mathbf{r} du signal reçu de tous les symboles reçus à toutes les antennes de réception est calculée ici :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{b} + \boldsymbol{\eta}, \quad (5.7)$$

où $\dim(\mathbf{H}) = N_r \times N_t$, $\dim(\mathbf{b}) = N_t \times N$, $\dim(\boldsymbol{\eta}) = N_r \times N$ et $\dim(\mathbf{r}) = N_r \times N$. Ce modèle correspond à celui d'un système MIMO classique avec, comme son nom «*Multiple Input – Multiple Output*» l'indique, N_t entrées et N_r sorties.

V.1.2. Modèle MIMO DS-CDMA

Afin de décrire le modèle MIMO DS-CDMA, on considère une transmission de données dans le sens «*Uplink*», allant des K usagers vers la station de base, basée sur un système DS-CDMA pour un contexte multi-antennes défini par : une antenne de transmission par usager et N_r antennes à la station de base. Cela revient à un système MIMO composé en tout de $N_t = K$ antennes de transmission et N_r antennes de réception. Le signal reçu de la $m^{\text{ième}}$ antenne de la station de base peut être décrit comme une somme du signal de bruit $\eta^m(t; n)$, du signal reçu des données trafic $r^m(t; n)$ ainsi que du signal reçu des données du pilot $\bar{r}^m(t; n)$ avec $m = 1, 2, \dots, N_r$, comme le montre l'équation (5.8).

$$\begin{aligned}
 y^m(t; n) &= r^m(t; n) + \bar{r}^m(t; n) + \eta^m(t; n) \\
 &= \sum_{k=1}^K A_k^m b_k[n] \Theta_k^m(t; n) + \bar{r}^m(t; n) + \eta^m(t; n)
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

$b_k[n]$ est le $n^{\text{ième}}$ symbole d'une durée T transmis par l'utilisateur k tel que $k = 1, 2, \dots, K$ et dont la longueur est désignée par $n = 1, 2, \dots, N$. Dans ce cas encore, ces symboles appartiennent à l'espace de données $S = \{\pm 1\}$; données de type BPSK. A_k^m et $\Theta_k^m(t; n)$ représentent respectivement le gain du signal et le code effectif de l'antenne de réception m . Ce code effectif est le résultat de la convolution $\Theta_k^m(t; n) = d_k(t; n) \otimes h_k^m(t; n)$ entre les codes d'étalement $d_k(t; n)$ définis dans la section II.1.1 par l'équation (1.2) et le canal de transmission $h_k^m(t; n)$ de l'utilisateur k et l'antenne m correspondante qui s'écrit comme suit :

$$h_k^m(t; n) = \sum_{p=1}^{P_k^m} h_{k,p}^m[n] \delta(t - \tau_{k,p}^m), \tag{5.9}$$

où P_k^m désigne le nombre de chemins, $h_{k,p}^m[n]$ l'atténuation complexe du $p^{\text{ième}}$ chemin et $\tau_{k,p}^m$ le $p^{\text{ième}}$ délai, le tout pour le $k^{\text{ième}}$ utilisateur et la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception de la station de base. $\delta(t)$ représente la fonction de Dirac.

Rappelons d'une fois étalés par les codes $d_k(t; n)$ de longueur N_c , les signaux de l'utilisateur k évoluent à la fréquence du chip $1/T_c$. Ainsi on définit $N_c = T/T_c$. Cette longueur de code d'étalement est donc en lien directement avec le débit de transmission des symboles émis par les utilisateurs.

Comme on peut l'observer dans la figure 5.2, la structure de détection appliquée à chacune des N_r antennes de réception est identique, avec m l'indice des antennes de la station de base tel que $m = 1, 2, \dots, N_r$. Bien sûr, à chacune de ces antennes, on reconnaît la structure à étages multiples de la phase de détection de la méthode ADIC présentée dans le chapitre III.

Chaque étage s de l'antenne m pour un usager k données est composé de manière identique avec les blocs AFB (*Adapted Filter Block*) et ICB (*Interference Canceller Block*) que nous allons décrire ici, pour $s = 1, 2, \dots, N_s$. Un bloc AFB considère comme entrées :

- le signal reçu de l'antenne m $y^m(t; n)$, équation (5.8) si $s = 1$;
- l'estimée de la contribution du signal reçu de l'usager k , $\hat{y}_{k,s-1}^m(t; n)$, issu de l'étage précédent $s-1$ pour $s > 1$. $\hat{y}_{k,s-1}^m(t; n)$ est détaillé par l'expression (5.17).

Ces entrées sont cadencées à la fréquence du chip $1/T_c$. Rappelons que le but d'un bloc AFB consiste à faire passer les signaux d'entrées des K usagers à travers les filtres de coefficients \mathbf{w}_k^m déterminés pour lutter contre les MAI et ISI lors de la phase adaptation. Ces filtres, un par usager k et par antenne m , sont composés de sous-filtres définis par (5.10) et (5.11) avec $\nu = \text{mod}(n, N_{nc})$ et N_{nc} le nombre de sous-filtre de taille N_{SF} .

$$\mathbf{w}_k^m = \left[\mathbf{w}_{k,1}^{m\top}, \mathbf{w}_{k,2}^{m\top}, \dots, \mathbf{w}_{k,\nu}^{m\top}, \dots, \mathbf{w}_{k,N_{nc}}^{m\top} \right]^\top, \quad (5.10)$$

$$\mathbf{w}_{k,\nu}^m = \mathbf{w}_k^m \left[(\nu-1)N_{SF} + 1, (\nu-1)N_{SF} + 2, \dots, (\nu-1)N_{SF} + N_{SF} \right]^\top. \quad (5.11)$$

La sortie brute du filtre AFB de l'utilisateur k à l'instant n à l'antenne de réception m , notée $\tilde{b}_{k,s}^m[n]$, est calculée en (5.12) sachant que $\hat{\mathbf{y}}_{k,s-1}^m[n]$, (5.13), est la forme vectorielle du signal d'entrée du bloc AFB. $\bar{\tau}_k^m$ correspond au délai de l'atténuation maximale du canal de l'utilisateur k , $\max_p(\hat{h}_{k,s}^m[n])$ pour la $m^{\text{ième}}$ antenne et N_{decal} est la taille du décalage qui permet de prendre en compte les ISI.

$$\tilde{b}_{k,s}^m[n] = \mathbf{w}_{k,\nu}^m \mathbf{H}_{k,s-1}^m \hat{\mathbf{y}}_{k,s-1}^m[n], \quad (5.12)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{k,s-1}^m[n] = \begin{bmatrix} \hat{y}_{k,s-1}^m \left(((n-1)N_{\text{SF}} - N_{\text{decal}} + 1)T_c + \bar{\tau}_k^m; n \right) \\ \hat{y}_{k,s-1}^m \left(((n-1)N_{\text{SF}} - N_{\text{decal}} + 2)T_c + \bar{\tau}_k^m; n \right) \\ \vdots \\ \hat{y}_{k,s-1}^m \left((nN_{\text{SF}} - N_{\text{decal}})T_c + \bar{\tau}_k^m; n \right) \end{bmatrix}. \quad (5.13)$$

À partir de sa sortie brute (5.12), la sortie finale $\hat{b}_{k,s}^m[n]$ de l'usage k à l'instant n pour l'antenne m est terminée par le passage dans la fonction de décision (3.5), section III.2 :

$$\hat{b}_{k,s}^m[n] = f(\tilde{b}_{k,s}^m[n]), \quad (5.14)$$

Afin de profiter de la diversité spéciale offerte par l'utilisation de N_r antennes à la station de base, ou encore de la contribution de toutes ses antennes pour améliorer la détection, un bloc de somme, SB pour «*Sum Block*», apparaît à chaque étage s de la figure 5.2. Ce dernier combine ainsi les symboles de l'instant n de chaque usager k à la sortie du bloc AFB de l'étage s pour toutes les antennes comme le montre (5.15) :

$$\hat{b}_{k,s}^{(\text{sum})}[n] = \sum_{m=1}^{N_r} \hat{b}_{k,s}^m[n]. \quad (5.15)$$

C'est à partir de ces symboles $\hat{b}_{k,s}^{(\text{sum})}[n]$ et des codes effectifs $\hat{\Theta}_k^m(t;n)$ qu'est ré-étalée la contribution de l'utilisateur k , $z_{k,s}^m(t;n)$, dans le bloc ICB figure 5.2, comme fait dans l'équation (5.16). Le calcul de la contribution du signal reçu de l'utilisateur k à l'antenne m $\hat{y}_{k,s}^m(t;n)$, sortie du bloc ICB et entrée du bloc ABF de l'étage suivant, est réalisé avec les signaux ré-étalés $z_{k,s}^m(t;n)$ et le signal reçu $y^m(t;n)$ à l'antenne m comme montré dans (5.17).

$$z_{k,s}^m(t;n) = \hat{A}_k^m \hat{b}_{k,s}^{(\text{sum})}[n] \hat{\Theta}_k^m(t;n), \quad (5.16)$$

$$\hat{y}_{k,s}^m(t;n) = y^m(t;n) - \left(\sum_{k=1}^K z_{k,s}^m(t;n) - z_{k,s}^m(t;n) \right). \quad (5.17)$$

Nous venons de décrire le déroulement de la phase de détection de la méthode ADIC appliquée à un système MIMO DS-CDMA. Nous allons maintenant nous attarder sur la phase d'adaptation de ce récepteur.

Étant donné que la technologie ne fournit pas de séquences adéquates pour adapter nos coefficients, la première étape consiste à réaliser pour chaque antenne m et chaque utilisateur k la génération des séquences d'apprentissage de taille $N^{\text{synth}} : \hat{b}_k^{\text{synth}}[n']$ et $\hat{y}_k^{\text{synth}}(t;n')$ tout comme fait dans (3.10). Ici l'indice d'adaptation est $n' = 1, 2, \dots, N^{\text{synth}}$. Cette étape, comme on peut le voir dans la figure 5.3, est effectuée par le bloc TSG (*Training Sequence Generator*) à partir des données fournies par le $m^{\text{ième}}$ estimateur de canal : \hat{A}_k^m , $\hat{h}_{k,p}^m[n]$ et $\hat{\tau}_{k,p}^m$. Ces données sont utilisées pour adapter les coefficients \mathbf{w}_k^m de la même façon que fait par la méthode ADIC à partir de la minimisation de l'erreur $e_{k,v}^m[n']$.

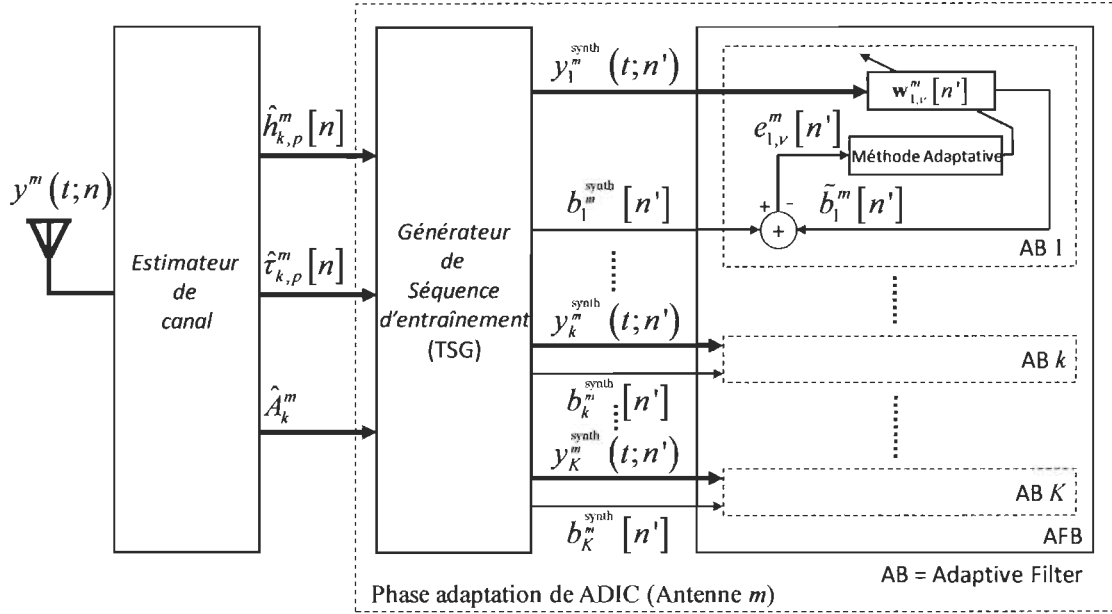


Figure 5.3 : Phase adaptation de la méthode MUD ADIC pour un système MIMO DS-CDMA.

V.3. RÉCEPTEURS D'UN SYSTÈME MIMO

Avant de présenter la version du récepteur ADIC appliqué au système MIMO présenté dans la section V.1.1, nous allons exposer dans le présent paragraphe quelques-unes des méthodes les plus populaires adoptées afin d'estimer les symboles \mathbf{b} à partir des signaux reçus \mathbf{r} issus de $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{b} + \boldsymbol{\eta}$, équation (5.7). Les méthodes ZF pour «Zero Forcing» [83], MMSE [88] et MMSE-SIC [90] sont décrites ici et serviront de méthodes de comparaison à notre récepteur MIMO proposé que nous nommerons «MIMO-ADIC».

V.3.1. Récepteur ZF

L'estimation brute des symboles \mathbf{b} notés ici $\tilde{\mathbf{b}}$ réalisée à partir du signal reçu \mathbf{r} par la méthode linéaire ZF pour «zero forcing» [83] est décrite par l'équation (5.18).

$$\tilde{\mathbf{b}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{r} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r}, \quad (5.18)$$

Ici $(\bullet)^H$ désigne la conjuguée transposée d'une la matrice ou encore conjuguée hermitienne. \mathbf{H}^\dagger représente la matrice pseudo-inverse de \mathbf{H} . De cette façon, cette méthode permet d'annuler toutes les interférences engendrées par le canal de transmission. Toutefois, cette méthode ignore l'influence du bruit additif $\boldsymbol{\eta}$ et peut par ce fait l'amplifier [83] et [81]. Notons que les symboles estimés sont les symboles brutes $\tilde{\mathbf{b}}$. Étant donné que les données utilisées sont du type BPSK, la décision finale se fait en passant l'information estimée $\tilde{\mathbf{b}}$ dans la fonction de décision $\text{sign}(\bullet)$:

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sign}(\tilde{\mathbf{b}}) = \text{sign}(\mathbf{H}^\dagger \mathbf{r}), \quad (5.19)$$

V.3.2. Récepteur MMSE

Le récepteur MMSE (*Minimum Mean Square Error*) [88], contrairement à la méthode ZF, permet de prendre conjointement compte de l'effet des interférences et du bruit. Pour se faire le récepteur MMSE cherche à déterminer le coefficient \mathbf{w}_{MMSE} afin de minimiser la distance quadratique moyenne entre \mathbf{b} et $\tilde{\mathbf{b}}$. Il en résulte l'égalité suivante :

$$\tilde{\mathbf{b}} = \mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{r} = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r}, \quad (5.20)$$

avec σ^2 la variance de l'erreur, et \mathbf{I}_{N_r} la matrice identité tel que $\dim(\mathbf{I}_{N_r}) = N_r \times N_r$ et $\dim(\mathbf{W}_{MMSE}) = N_t \times N_r$. Là aussi, les valeurs d'estimation finales sont déterminées à partir de la fonction $\text{sign}(\bullet)$ comme fait dans 5.19. En prenant compte du bruit, la méthode MMSE retourne de meilleures performances en BER que la technique ZF et présente même un bon compromis entre performances et complexité [88].

V.3.3. Récepteur MMSE-SIC

Issu des laboratoires Bell en 1996 et proposé par Gérard J. Foschini, le récepteur non-linéaire V-BLAST «*Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time*» [84] est devenu populaire grâce à son excellente capacité à retrouver l'information transmise. Son principe, clairement détaillé dans [83], repose sur une structure d'annulation d'interférences successive, notée SIC pour «*Successive Interferences Canceller*». Dans le cas présent, cette structure se base sur la méthode MMSE, d'où l'appellation plus précise du récepteur MMSE-SIC [88] pour désigner le récepteur V-BLAST.

Les symboles émis par les N_t antennes sont détectés successivement allant de l'antenne dont les données sont les plus faciles détectés à l'antenne dont les données sont les moins faciles à retrouver. Cet ordre des antennes d'émission est effectué avec un calcul de SNR [83]. Ainsi les symboles de toutes les antennes sont détectés au bout de N_t itérations.

Chacune de ces itérations de la structure IC consiste en 3 étapes :

1. La suppression linéaire des interférences en utilisant la formule du MMSE (5.20) pour l'antenne u correspondante à l'ordre établi précédemment. On obtient ainsi l'estimées des symboles $\hat{\mathbf{b}}_u$ de l'antenne d'émission u ;
2. À partir de cette estimation (présumée bonne) des symboles et du canal de l'antenne u , sa contribution du signal reçu \mathbf{r}_u est calculée et est soustraite à au signal reçu total. Ce nouveau signal reçu servira d'entrée à l'étape 1) de l'itération suivante et deviendra le nouveau signal reçu total;
3. Les indices sont ré-ordonnées pour l'itération suivante. Et le processus se poursuit ainsi jusqu'à l'itération N_t .

Les équations du MMSE-SIC sont disponibles entre autre dans [83]. Notons que cette méthode retourne un meilleur BER que les méthodes ZF et MMSE mais comme mentionné dans [88], sa complexité reste très élevée et rend son intégration en temps réel particulièrement difficile notamment à cause des inversions de matrices qu'elle nécessite. À partir de ce constat, des travaux ont visé à réduire la complexité du MMSE-SIC tout en conservant ces performances :

- Dans [88], Benesty et son équipe ont développé un algorithme récursif rapide (FRA – *Fast Recursive Algorithm*). Considérant N_t antennes de transmission, la complexité du MMSE-SIC est proportionnelle à N_t^4 . Cette technique FRA proposée a permis de réduire la complexité du MMSE-SIC par un facteur de N_t ;
- Basé sur des lemmes conservant l'inversion de matrice, les auteurs dans [89] sont parvenus à modifier et à simplifier la méthode FRA, réduisant de cette manière le nombre d'opérations arithmétiques requis de 33%;
- Enfin dans [90], une autre version de la méthode FRA a été proposée pour réduire la complexité du MMSE-SIC encore d'avantage par rapport à [88] et [89].

Les performances de notre méthode MIMO-ADIC, décrite dans le paragraphe suivant, seront alors comparées aux méthodes ZF, MMSE et MMSE-SIC et sa complexité avec celles des versions simplifiées du MMSE-SIC issues des articles [88], [89] et [90].

V.4. MÉTHODE A DIC APPLIQUÉE AU MODÈLE MIMO

Le but du récepteur MIMO présenté ici consiste à détecter les symboles issus des N_t antennes de transmission avec des performances proches de celles du MMSE-SIC [90]

mais avec une moindre complexité de calcul. Pour se faire, cette méthode, nommée pour l'occasion MIMO-ADIC [C1], afin de profiter de son bon compromis entre performances et complexité, suit le même principe de base que celui d'un détecteur multi-usager de la famille ADIC décrit dans le chapitre III. Par conséquent notre méthode évitera les lourds calculs engendrés par les inversions de matrice présentes dans le V-BLAST en restant conforme à la structure ADIC, utilisant ainsi : (i) une phase d'adaptation qui synthétise la séquence d'apprentissage utile pour déterminer ses coefficients; (ii) une phase de détection où ces coefficients adaptés sont dupliqués à travers une structure en cascade efficace pour détecter l'information transmise. Cette structure en étage est dite «hybride» puisqu'elle tire profit des performances de détection d'une structure successive SIC tout en conservant un temps de la latence raisonnable : cette architecture SIC étant mixée avec une structure parallèle de type PIC.

V.4.1. Phase adaptation

Le principal inconvénient de l'utilisation d'une méthode adaptative dans un système MIMO réside dans la perte dramatique de débit qu'augure la transmission d'une séquence d'apprentissage au travers du flux des données d'information. Dans la méthode adaptative proposée ici, comme fait dans la méthode ADIC, la séquence d'adaptation requise est synthétisée au récepteur à partir de la connaissance du canal $h_{u,m}$ pour $u = 1, 2, \dots, N_t$ et $m = 1, 2, \dots, N_r$ conformément à la méthode breveté en [37].

Ainsi les étapes de la génération de séquences d'entraînement sont les suivantes :

- Des symboles pour chaque antenne u $b_u^{\text{synth}}[n']$ sont générés aléatoirement afin d'appartenir au même alphabet S que les symboles de l'équation (5.1). Ici n'

dénote l'indice d'adaptation avec $n' = 1, 2, \dots, N^{\text{synth}}$ et N^{synth} représentant la taille de la séquence d'apprentissage;

- En utilisant la connaissance du canal $h_{u,m}$, il nous est possible de construire la contribution de toutes les antennes de réception m issues de toutes les antennes u .

Ces signaux complexes désignés par $r_{u,m}^{\text{synth}}[n']$ sont construits comme suit :

$$r_{u,m}^{\text{synth}}[n'] = h_{u,m} b_u^{\text{synth}}[n']. \quad (5.21)$$

Rappelons que nous avons remplacé l'indice des symboles n par l'indice n' afin de souligner l'indépendance entre le flux de données informatif et le flux de données d'apprentissage, qui peut d'ailleurs s'effectuer à une vitesse d'horloge différente et non imposée par la technologie.

À partir des contributions $r_{u,m}^{\text{synth}}[n']$ et des symboles $b_u^{\text{synth}}[n']$, l'adaptation des coefficients complexes \mathbf{W} , avec $\dim(\mathbf{W}) = N_t \times N_r$, peut commencer. Afin de clairement décrire les processus d'adaptation, nous réécrivons la matrice \mathbf{W} des coefficients en fonction des vecteurs \mathbf{w}_u comme :

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_u, \dots, \mathbf{w}_{N_t}]^T, \quad (5.22)$$

avec

$$\mathbf{w}_u = [w_{u,1}, w_{u,2}, \dots, w_{u,m}, \dots, w_{u,N_r}]. \quad (5.23)$$

De la même façon, les contributions de chaque antenne de transmission u reçues aux antennes m , $r_{u,m}^{\text{synth}}[n']$ (5.21) doivent être mises sous la forme vectorielle suivante :

$$\mathbf{r}_u^{\text{synth}}[n'] = [r_{u,1}^{\text{synth}}[n'], r_{u,2}^{\text{synth}}[n'], \dots, r_{u,m}^{\text{synth}}[n'], \dots, r_{u,N_r}^{\text{synth}}[n']] . \quad (5.24)$$

Les équations d'adaptation utilisant la méthode SM-NLMS [46] sont présentées ici :

$$\hat{b}_u[n'] = \mathbf{w}_u[n']^* \mathbf{r}_u^{\text{synth}}[n']^T . \quad (5.25)$$

$$e_u[n'] = b_u^{\text{synth}}[n'] - \hat{b}_u[n'] \quad (5.26)$$

$$\mathbf{w}_u[n'+1] = \mathbf{w}_u[n'] + \mu_u[n'] \frac{e_u[n']^* \mathbf{r}_u^{\text{synth}}[n']}{\mathbf{r}_u^{\text{synth}}[n'] \mathbf{r}_u^{\text{synth}}[n']^H} \quad (5.27)$$

$$\mu_u[n'] = \begin{cases} 1 - \lambda / |e_u[n']|, & \text{si } |e_u[n']| > \lambda \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases} \quad (5.28)$$

Ici $(\bullet)^*$ désigne le calcul de la conjuguée d'un nombre complexe. Finalement, après la convergence des filtres, ce sont les coefficients $\mathbf{w}_u = \mathbf{w}_u[N^{\text{synth}}]$ qui seront utilisés dans la phase détection de la méthode pour $u = 1, 2, \dots, N_t$. Notons que les coefficients ont été adaptés en considérant le vecteur $\mathbf{r}_u^{\text{synth}}[n']$ et pas seulement le scalaire $r_{u,m}^{\text{synth}}[n']$. Cela signifie que les coefficients \mathbf{w}_u ont été déterminés à partir des N_r contributions reçues de l'antenne u prenant ainsi compte de la diversité spatiale offerte par le système MIMO.

V.4.2. Phase détection

La phase de détection du récepteur MIMO-ADIC réside donc sur l'utilisation d'une structure d'annulation d'interférences hybride, notée HIC pour «*Hybrid Interference Canceller*», figure 5.4, à mi-chemin entre les formes parallèles et successives d'un IC. Cet arrangement en étages HIC utilise des coefficients adaptés \mathbf{w}_u avec $u = 1, 2, \dots, N_t$.

Comme nous l'observons dans la figure 5.4, la structure de cette phase est composée de 2 étages notés $s=1$ et $s=2$. Chaque étage détecte successivement les symboles de deux groupes distincts d'antennes de transmission défini par G_E et G_H , tel que :

- G_E désigne le vecteur d'indice du groupe d'antennes dont les symboles sont les plus faciles à détecter. On note un symbole à l'instant n appartenant à ce groupe d'antenne estimé à l'étage s $\tilde{b}_{G_E[i_E]}^s[n]$. Ici $i_E = 1, 2, \dots, N_t^E$ avec N_t^E la taille de ce groupe et $G_E[i_E]$ pointe sur la $i_E^{\text{ième}}$ valeur de ce groupe qui correspond à une antenne u tel que $u = 1, 2, \dots, N_t$;
- De la même façon le vecteur d'indice G_H réfère au groupe des antennes de taille N_t^H dont les symboles sont ici les plus difficiles à détecter. $G_H[i_H]$ pointe sur la $i_H^{\text{ième}}$ valeur de ce groupe correspondant à une antenne u , avec $i_H = 1, 2, \dots, N_t^H$.

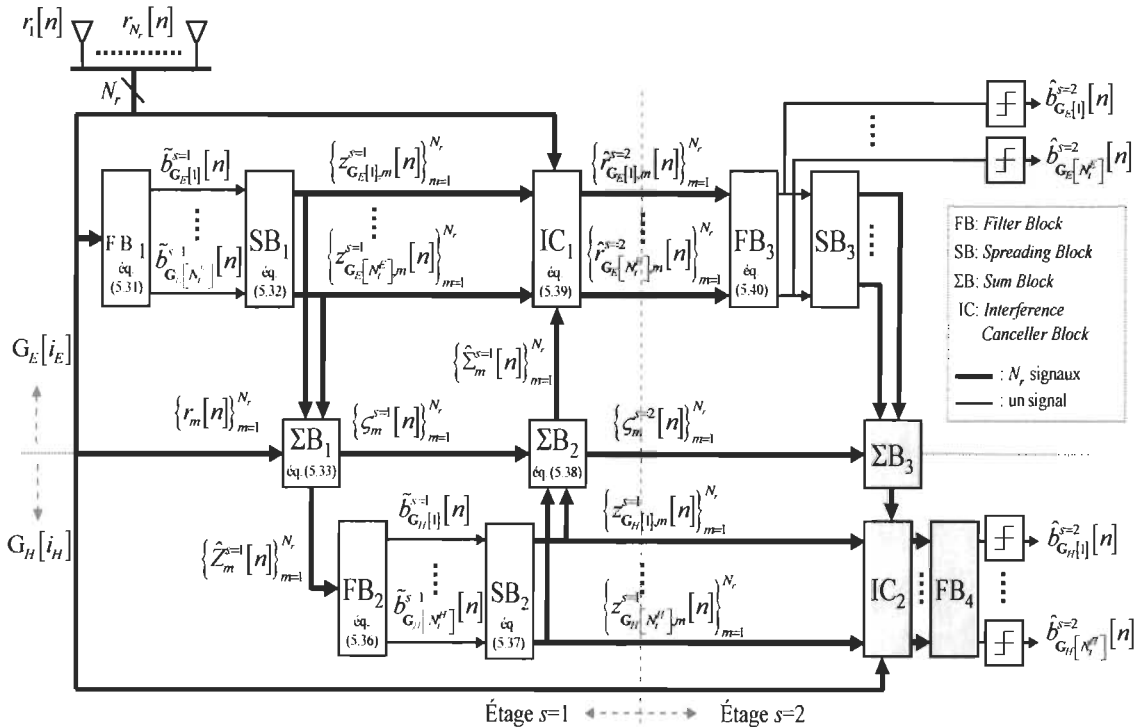


Figure 5.4 : Structure HIC de la phase de détection de la méthode MIMO-ADIC.

Ici les petits indices E et H dans la notation des groupes G_E et G_H correspondent à E comme «*Easiest*» et H comme «*Hardest*».

L'ordre des antennes de transmission par rapport à la facilité ou non de détecter leurs symboles est réalisé à partir des coefficients \mathbf{w}_u adaptés dans phase adaptation qui se déroule avant cette phase de détection. En effet, la puissance de ses coefficients, relative à celle des paramètres du canal \mathbf{H} , donne une bonne idée sur la difficulté de détection des symboles d'une antenne.

Notons maintenant que la taille de chaque groupe respecte les règles suivantes :

$$N_i^E = \begin{cases} N_i/2, & \text{si } N_i \text{ est pair} \\ \lfloor N_i/2 \rfloor & \text{si } N_i \text{ est impair} \end{cases}, \quad (5.29)$$

et

$$N_i^H = \begin{cases} N_i/2, & \text{si } N_i \text{ est pair} \\ \lceil N_i/2 \rceil & \text{si } N_i \text{ est impair} \end{cases}, \quad (5.30)$$

où $\lfloor \cdot \rfloor$ et $\lceil \cdot \rceil$ représentent respectivement les arrondis en valeurs entière inférieure et supérieure. Dans le cas d'un nombre impair N_i d'antennes d'émission dans le système MIMO, une antenne de plus sera considérée dans le groupe G_H par rapport à l'autre groupe G_E .

En figure 5.4, la phase détection débute en considérant le groupe G_E . Ainsi le signal $r_m[n]$ définit en (5.1) pour toutes les antennes de réception $m=1,2,\dots,N_r$, soit $\mathbf{r}[n]$, traverse le bloc de filtre du premier étage noté FB_1 qui contient les filtres adaptés

correspondants à ce groupe, désignés par $\mathbf{w}_{G_E[i_E]}$ avec $i_E = 1, 2, \dots, N_t^E$. On obtient ainsi les symboles estimés à l'étage $s=1$ à l'instant n pour le groupe G_E , comme suit :

$$\tilde{b}_{G_E[i_E]}^{s=1}[n] = \mathbf{w}_{G_E[i_E]}^* \mathbf{r}[n]^T. \quad (5.31)$$

Dans le bloc d'étalement du premier étage SB_1 pour toutes les antennes de réception m et toutes les antennes de transmission du groupe G_E , ces symboles $\tilde{b}_{G_E[i_E]}^{s=1}[n]$ une fois passés dans la fonction de décision $f(\bullet)$ (3.5) sont multipliés par les paramètres du canal qui leur correspondent. La contribution du signal étalé de l'antenne $G_E[i_E]$ de transmission et de l'antenne de réception m est obtenue par (5.32) pour le premier étage.

$$z_{G_E[i_E],m}^{s=1}[n] = f\left(\tilde{b}_{G_E[i_E]}^{s=1}[n]\right) h_{G_E[i_E],m}. \quad (5.32)$$

Dans le bloc ΣB_1 de la Figure 5.4, les contributions du signal étalé $z_{G_E[i_E],m}^{s=1}[n]$ de tout le groupe G_E à l'instant n pour les indices i_E et m sont soustraites du signal reçu total $\mathbf{r}[n]$. On obtient ainsi une version du signal reçu $\hat{Z}_m^{s=1}[n]$ (5.33), pour tout m , débarrassée des contributions issues des antennes du groupe G_E .

$$\hat{Z}_m^{s=1}[n] = r_m[n] - \zeta_m^{s=1}[n]. \quad (5.33)$$

avec

$$\zeta_m^{s=1}[n] = \sum_{i_E=1}^{N_t^E} z_{G_E[i_E],m}^{s=1}[n]. \quad (5.34)$$

Comme décrit dans (5.36), la forme vectorielle de $\hat{\mathbf{Z}}_m^{s=1}[n]$, décrite en (5.35), passe dans les filtres du bloc FB₂ qui contiennent les coefficients du groupe G_H dénotés par $\mathbf{w}_{G_H[i_H]}$. Notons que l'utilisation de $\hat{\mathbf{Z}}^{s=1}[n]$ à la place $\mathbf{r}[n]$ favorise nettement la détection de l'information de ce groupe d'antennes à la base jugé difficile. Les symboles estimés à l'étage $s=1$ à l'instant n pour le groupe G_H sont ainsi obtenus.

$$\hat{\mathbf{Z}}^{s=1}[n] = [\hat{Z}_1^{s=1}[n], \hat{Z}_2^{s=1}[n], \dots, \hat{Z}_m^{s=1}[n], \dots, \hat{Z}_{N_r}^{s=1}[n]] \quad (5.35)$$

$$\tilde{b}_{G_H[i_H]}^{s=1}[n] = \mathbf{w}_{G_H[i_H]}^* \hat{\mathbf{Z}}^{s=1}[n]^T \quad (5.36)$$

Basé sur les estimés de l'étage $s=1$ des symboles $\tilde{b}_{G_H[i_H]}^{s=1}[n]$ ainsi que sur les réponses impulsionnelles $h_{G_H[i_H],m}$ du groupe G_H , les contributions du signal étalé $z_{G_H[i_H],m}^{s=1}[n]$ sont réalisées par le bloc SB₂ comme (5.32) avec la même fonction $f(\bullet)$ pour tout m .

$$z_{G_H[i_H],m}^{s=1}[n] = f(\tilde{b}_{G_H[i_H]}^{s=1}[n]) h_{G_H[i_H],m}. \quad (5.37)$$

Afin de calculer l'annulation des interférences du groupe G_E , le bloc ΣB_2 exécute la somme de toutes les contributions étalées issues des équations (5.34) et (5.37) respectivement pour les groupes G_E et G_H .

$$\hat{\Sigma}_m^{s=1}[n] = \zeta_m^{s=1}[n] + \sum_{i_H=1}^{N_H} z_{G_H[i_H],m}^{s=1}[n] = \zeta_m^{s=1}[n] + \zeta_m^{s=2}[n]. \quad (5.38)$$

L'opération effectuée à l'instant n par le bloc d'annulation d'interférences ICB₁ du groupe G_E , qui emploie (i) les contributions étalées de ce groupe du premier étage calculées en

(5.32), (ii) la somme de toutes les contributions étalées pour $s=1$ présentée dans (5.38) et
 (iii) le signal total reçu $r_m[n]$ pour toutes les antennes m , est décrite par :

$$\hat{r}_{G_E[i_E],m}^{s=2}[n] = r_m[n] - \left(\hat{\Sigma}_m^{s=1}[n] - z_{G_E[i_E],m}^{s=1}[n] \right). \quad (5.39)$$

Ces estimées des contributions des signaux reçu par les m antennes du groupe G_E servent d'entrées au bloc FB₃ qui réalise l'estimation des symboles finaux à l'instant n au 2^{ème} étage pour toutes les antennes de transmission i_E de ce groupe, comme le montre (5.40).

$$\hat{b}_{G_E[i_E]}^{s=2}[n] = \text{sign} \left(\mathbf{w}_{G_E[i_E]}^* \hat{r}_{G_E[i_E],m}^{s=2}[n]^T \right). \quad (5.40)$$

Pour estimer les symboles finaux du groupe G_H , notés $\hat{b}_{G_H[i_H]}^{s=2}[n]$ sur la Figure 5.4 pour tous les i_H , le même principe que décrit par les équations (5.37) à (5.40) est appliqué à ce groupe. Comme on peut le constater à travers cette description de la phase détection, cette structure HIC permet de tirer efficacement avantage des symboles les plus faciles à trouver afin de détecter les plus difficiles.

V.5. COMPORTEMENT DES MÉTHODES ADIC MULTI-ANTENNES

Dans cette section, les méthodes multi-antennes décrites durant ce chapitre seront analysées afin d'observer leur comportement. Dans un premier temps, nous exposerons les premiers résultats obtenus avec la méthode ADIC présentée dans la section V.2 pour un contexte DS-CDMA avec plusieurs antennes. Cela, nous permettra de constater l'intérêt d'utiliser plusieurs antennes. Dans un deuxième temps la méthode MIMO-ADIC sera comparée aux méthodes ZF, MMSE, et MMSE-SIC, énoncées dans la section V.3.

V.5.1. Comportement du MUD ADIC pour MIMO DS-CDMA

Ce paragraphe compare simplement la méthode ADIC issue du chapitre III avec sa version multi-antennes. On parle ici de premiers résultats, figure 5.5. En effet, si cette architecture a été proposée pour le contexte MIMO-DS-CDMA, les investigations n'ont pas été développées d'avantage. Toutefois nous le verrons, un tel récepteur est d'un apport indéniable. La plateforme DS-CDMA utilisée dans les deux chapitres précédents a alors été modifiée afin de se conformer à une transmission DS-CDMA avec plusieurs antennes de réception. Les paramètres de simulation apparaissent dans le tableau 5.1.

Tableau 5.1 : Paramètres de simulation de base de la plateforme MIMO DS-CDMA.

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
Type de canal	Vehicular A	Estimateur des <i>taps</i>	Corrélateur [67]
Fréquence d'échantillonnage	2 GHz	Estimateur des délais	Parfait
Fréquence du chip	3.84MHz	Chemins du canal	$P_k = 60 \quad \forall k$
$\psi(t)$ (2.2)	« <i>raised cosine</i> »	Répétitions de simulation	2000 slot
Facteur d'évanouissement	0.22	Antennes d'émission	1 par usager, $N_t=K$
Vitesse des usagers	3kmph	Antennes de réception	$N_r=2$

La figure 5.5 nous permet de constater le gain en performance de l'ajout d'une antenne au récepteur de la station de base. En effet les résultats de ADIC et du Rake avec 2 antennes observent une translation de 2.5dB par rapport à 1 antenne, observable pour $K=1$. Le résultat à la sortie du Rake avec $m=2$ retourne de meilleures performances que ADIC $m=1$ jusqu'à 10 usagers, après quoi les étages de ADIC $m=1$ pour $s>2$ détectent mieux l'information. Pour $s>2$, ADIC $m=2$ retourne de meilleurs résultats que ADIC $m=1$ même pour $s=5$. Le gain observé à $K=15$ entre ADIC $s=5$ et $m=2$ et ADIC $s=5$ et $m=1$ est de

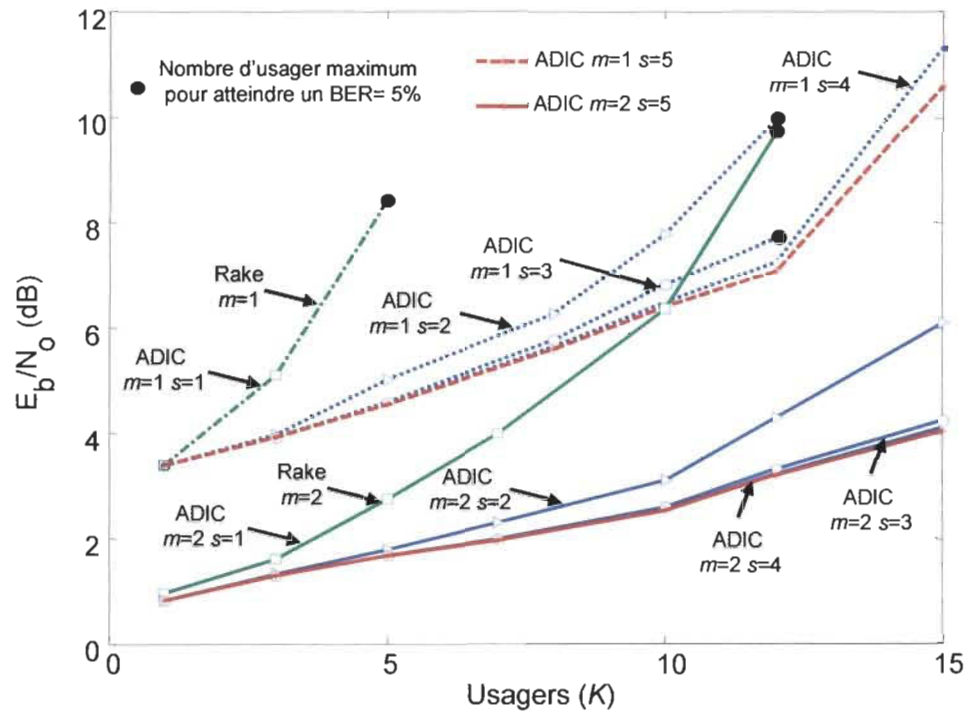


Figure 5.5 : Niveau de bruit E_b/N_0 (dB) en fonction du nombre d'utilisateurs pour $N_c = 16$ à 3 kmph afin d'obtenir un BER=5% pour les méthodes ADIC et Rake avec $m=1$ et $m=2$ antennes de réception.

7dB. Pour 2 antennes, par rapport au Rake, le gain de ADIC $s=3$ pour $K=10$ est déjà de 3dB et le gain de ADIC $s=5$ $K=12$ est de 6dB. La capacité du système se trouve ainsi grandement améliorée. Évidemment la complexité du détecteur ADIC est directement proportionnelle au nombre d'antennes utilisées à la réception : en plus du MUD, il faut multiplier par N_r le nombre d'antennes, le nombre d'estimateur et les circuits RF.

V.5.2. Comportement de la méthode MIMO-ADIC

V.5.2.1. Résultats de performances

Comme énoncé dans le début de ce paragraphe, la méthode MIMO ADIC est simulée dans une plateforme MIMO avec les méthodes ZF (*Zero Forcing*), MMSE et MMSE-SIC. Cette plateforme, conforme à la description faite dans la section V.1, sera, pour la

présente analyse, composée de $N_t=4$ antennes de transmission et de $N_r=4$ antennes de réception. Chacune des antennes de transmission émet une trame de $N=1024$ données de type BPSK indépendamment des autres N_t-1 antennes. Les résultats de simulation en BER présentés dans les figures 5.6 et 5.7 sont issus d'une moyenne sur 5000 répétitions à chaque niveau de bruit considéré.

La figure 5.6, comme dans les travaux [88] à [90] sur lesquels nous avons fondé notre analyse de complexité dans la section suivante et comme dans la majorité des articles sur les récepteurs MIMO, le canal de transmission $h_{u,m}$ du système MIMO est considéré connu pour tout u et pour tout m . Dans notre analyse, nous considérons ici encore les performances obtenues pour 5% de BER, comme expliqué dans les chapitre III et IV. Les

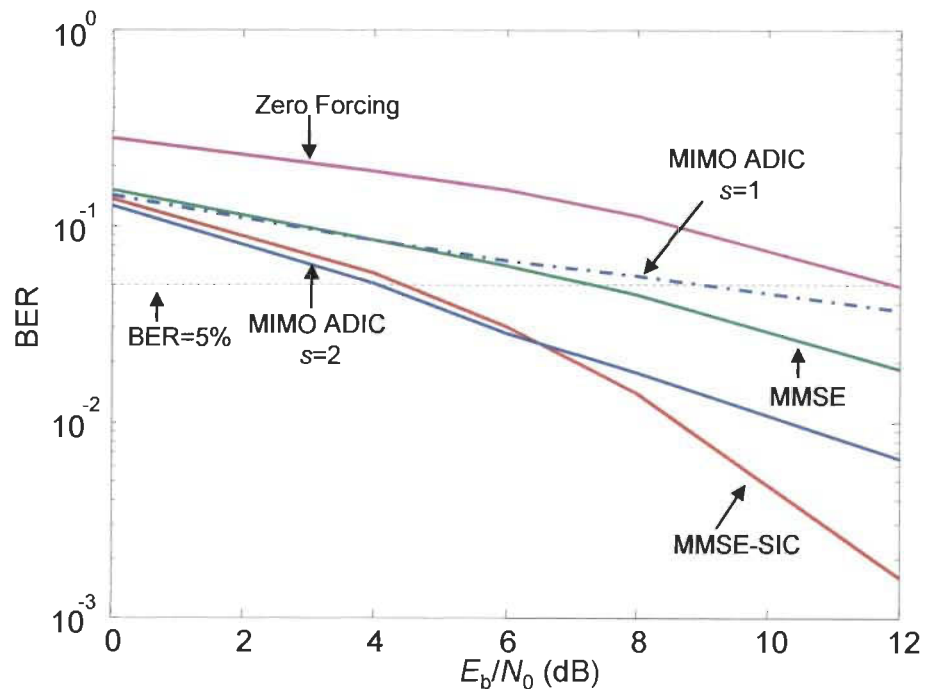


Figure 5.6 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB) pour $N_t = N_r = 4$ avec les méthodes ZF, MMSE, MMSE-SIC et MIMO-ADIC, ici pour toutes les méthodes le canal de transmission est considéré parfaitement estimé.

remarques d'intérêts issues de cette figure sont les suivantes :

- Nous observons ici que la méthode MIMO-ADIC, en sortie de son deuxième étage, atteint un BER de 5% aux alentours de 4dB de bruit tout comme la méthode MMSE-SIC. Plus précisément, pour BER=5%, la sortie du 2^{ème} étage de MIMO ADIC observe un gain de 0.4dB et de 3.2dB respectivement comparée avec les méthodes MMSE-SIC et MMSE.
- Le premier étage du récepteur MIMO ADIC qui encaisse le signal reçu total avec ses filtres plus précisément conçus pour performer en présence de la contribution des signaux reçus de l'antenne de transmission u , parvient à atteindre de meilleures performances que le méthode ZF. Notons que ce récepteur qui néglige la contribution du bruit dans son fonctionnement (voir section V.3.1) atteint un BER de 5% à partir de 12 dB de bruit. On observe pour des bruits de niveau élevé que les résultats du premier étage de la méthode MIMO ADIC collent avec ceux de la méthode MMSE, mais qu'à partir de 6dB le MMSE parvient à mieux détecter l'information transmise. L'écart en dB à 5% de BER entre le MMSE et la méthode MIMO ADIC $s=1$ s'élève à 1.5. Rappelons que la méthode MMSE utilise ici la connaissance parfaite de la variance du bruit.

Nous avons voulu ici observer l'impact sur le fonctionnement des récepteurs MIMO considérés d'une erreur sur l'estimation du canal. Pour se faire, un bruit de 10dB (considéré modéré) a été introduit dans les paramètres $h_{u,m}$ utilisés par tous les récepteurs. Évidemment on remarque, figure 5.7, par rapport à la figure 5.6, que toutes les récepteurs sont sensibles à cette erreur d'estimation puisqu'ils voient tous leurs performances chuter de quelques dB. Toutefois, c'est la méthode MIMO-ADIC à la sortie

de son 2^{ème} étage qui présente la meilleure robustesse à cette erreur : elle observe un gain 1.5dB par rapport à la méthode MMSE-SIC à 5% de BER. De la même façon, le 1^{er} étage de MIMO-ADIC performe cette fois mieux que le récepteur MMSE. Cette sensibilité des méthodes MMSE, MMSE-SIC et ZF face aux erreurs d'estimation vient principalement de l'inversion de la matrice \mathbf{H} nécessaire à leur traitement que ADIC ne requière pas.

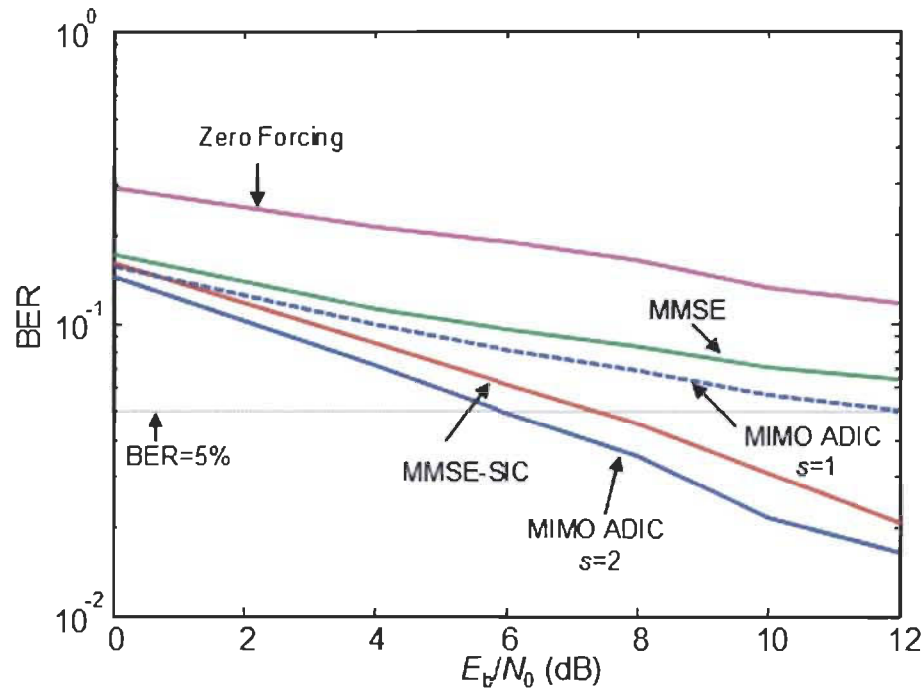


Figure 5.7 : BER en fonction du niveau de bruit E_b/N_0 (dB) pour $N_t = N_r = 4$ avec les méthodes ZF, MMSE, MMSE-SIC et MIMO-ADIC, ici pour toutes les méthodes le canal de transmission est considéré détérioré par un bruit de 10dB.

V.5.2.2. Analyse de la complexité

Dans cette section, la complexité des méthodes MIMO-ADIC et MMSE-SIC sont évaluées et confrontées. Comme évoqué dans la section V.3.3, la méthode MMSE-SIC (V-BLAST) présente d'excellente capacité de détection en tirant pleinement profit de la diversité spatiale d'un système MIMO. Cependant son inconvénient majeur réside dans la

complexité générée par son inversion de matrice à la base de son traitement. L'intérêt pour cette méthode a suscité de nombreux travaux afin de réduire cette complexité arithmétique comme présenté notamment dans les articles [88], [89] et [90]. Dans [88] en 2003, un algorithme récursive rapide, la méthode FRA a été mise au point et a permis de réduire la complexité de MMSE-SIC d'un facteur N_r . En 2005, les auteurs de [89] sont parvenus à réduire de 33% la complexité de la technique FRA. Et dans [90] en 2008, une autre modification du FRA été apporté afin de diminuer d'avantage sa complexité. Nous comparerons donc la complexité de MIMO-ADIC non pas avec celle du MMSE-SIC classique mais avec celles issues de ces articles qui en présentent des versions réduites.

Afin de nous conformer aux calculs de complexité fournis par ses travaux (clairement exposé dans [90]), la complexité de la méthode MIMO-ADIC sera exprimée en terme d'opérations en virgule flottante par seconde, notées FLOPS pour «*F*loating *p*oint *O*perations *P*er *S*econd» afin d'estimer 1 symbole transmis. Pour se faire :

- dans un premier temps le nombre d'additions et multiplications complexes requis pour détecter 1 symbole avec MIMO ADIC est déterminé;
- Puis le nombre de FLOPS requis est calculé en sachant qu'une multiplication complexe requière 6 FLOPS et qu'une addition complexe en requière 2 [90].

La figure 5.8 expose les résultats de la complexité des différentes versions de la méthode MMSE-SIC. Notons que les équations de la complexité en termes de FLOPS de toutes ces versions apparaissent dans l'article [90]. Ainsi cette figure permet d'observer l'évolution de la complexité du MMSE-SIC entre 2003 [88] et 2008 [90], qui est passée de 14000

FLOPS nécessaires à moins de 8000 tout en concernant les mêmes performances. Voici les points importants concernant la méthode MIMO-ADIC :

- À partir de $N_t = N_r = 3$, le récepteur MIMO-ADIC propose la plus faible complexité arithmétique;
- Fait intéressant, la complexité du MIMO-ADIC augmente en fonction du nombre d'antennes utilisés plus doucement que toutes les versions du MMSE-SIC.

Le tableau 5.2 confirme que la méthode MIMO-ADIC est la moins complexe en fonction du nombre d'utilisateurs. Rappelons que la différence majeure du récepteur MIMO-ADIC par rapport au récepteur MMSE-SIC réside en l'absence d'inversion de matrice dans son fonctionnement. Ajoutons que la méthode MIMO-ADIC présente une structure régulière intéressante qui facilite grandement l'utilisation de techniques VLSI comme le pipeline afin de l'intégrer efficacement pour un fonctionnement en temps réel.

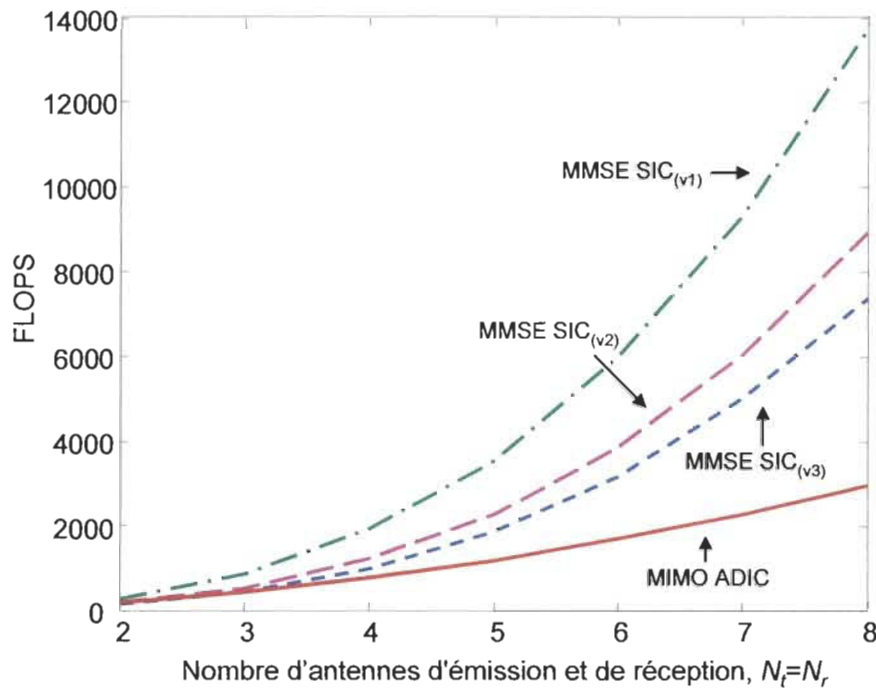


Figure 5.8 : Nombre de FLOPS en fonction du nombre d'antennes de transmission et de réception requis pour réaliser la méthode MIMO-ADIC et les versions du MMSE-SIC : MMSE-SIC_(v1) pour [88], MMSE-SIC_(v2) pour [89] et MMSE-SIC_(v3) pour [90].

Tableau 5.2 : Gain en complexité de la méthode MIMO ADIC pour $s=2$ comparé aux versions à complexités réduites du MMSE-SIC.

$N_t = N_r$	[88]	[89]	[90]
2	1.3	0.8	0.6
3	1.9	1.2	0.95
4	2.5	1.6	1.3
5	3	1.9	1.6
6	3.5	2.3	1.9
7	4	2.6	2.2
8	4.6	3	2.5

V.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, avec l'approche multi-antennes, nous voulions observer deux points particuliers : (i) le premier, celui de constater l'apport d'une transmission avec plusieurs antennes à la station de base d'un système DS-CDMA, (ii) le deuxième, celui d'exporter le principe de la famille de MUD proposée dans le chapitre III à un récepteur dans le contexte MIMO; soit cette fois-ci sans code d'étalement.

Après avoir redéfini le modèle de transmission DS-CDMA pour plusieurs antennes de réception, nous avons proposé une structure de détection de ADIC conçue pour tirer profit de la diversité spatiale due à l'ajout d'antennes. La courbe de résultat obtenue suffit pour comprendre l'engouement produit par ce type de transmission. Le simple ajout d'une antenne implique un gain généralisé de plusieurs dB par rapport à ADIC avec 1 antenne. La capacité du système s'en trouve donc grandement augmentés. Bien entendu ce gain se paie en complexité qui devient proportionnelle au nombre d'antennes physiques, de circuits RF, d'estimateurs de canaux et de ressources matérielles du MUD.

Dans le présent chapitre, nous avons également présenté le modèle d'une transmission MIMO ainsi que ses récepteurs les plus populaires : ZF, MMSE, MMSE-SIC (V-BLAST), tous basés sur l'inversion de la matrice des paramètres du canal. Fondé à partir du MUD ADIC conçu pour le contexte DS-CDMA, nous avons proposée MIMO-ADIC pour des données de type BPSK qui possède les caractéristiques suivantes :

- Les signaux d'apprentissage sont générés au récepteur à partir des paramètres du canal. Cela a pour conséquence de ne pas diminuer le débit de transmission avec l'ajout d'une trame d'entraînement;
- Les coefficients correspondant à une antenne de transmission en particulier sont adaptés uniquement à partir de ses contributions aux antennes de réception construites avec le générateur de séquence;
- La structure de détection, afin d'améliorer les performances obtenues avec un faible nombre d'étage, a été conçue pour être à la fois parallèle et successive en formant des groupes d'antennes de transmission. La structure hybride ainsi réalisée tire profit des antennes de transmission dont l'information est plus facile à détecter pour mieux détecter celle des antennes de transmission les plus difficiles.

En parfaite connaissance du canal, les performances de MIMO-ADIC sont équivalentes au MMSE-SIC pour un BER de 5%. Pour un canal mal estimé, MIMO-ADIC se montre moins sensible aux erreurs sur les paramètres de canal que les autres techniques. Cela s'explique par le fait que MIMO-ADIC évite l'inversion de matrice. Ce fait lui procure également un avantage en termes de complexité; même comparée aux versions du MMSE-SIC conçues pour avoir une complexité réduite. De plus en fonction du nombre d'antennes du système la complexité de MIMO-ADIC augmente plus doucement.

CHAPITRE VI

CONCLUSION GÉNÉRALE

Transmettre de l'information à haut débit pour le maximum d'utilisateurs en simultanée, tel est l'objectif commun de toutes les nouvelles générations de téléphonie mobile. L'application initiale de notre sujet de recherche qui est la transmission sans-fil de la 3^{ème} génération, tente d'atteindre cet objectif en se basant sur le système DS-CDMA qui alloue des codes orthogonaux à chaque utilisateur afin de les dissocier les uns des autres au récepteur. Toutefois, considérant le sens de communication allant des utilisateurs vers la station de base (sens *Uplink*), le canal de transmission détruit l'orthogonalité des codes générant aussi des interférences d'accès multiples (MAI) et intersymboles (ISI). La présence d'un détecteur multi-utilisateur (MUD) à la station de base devient ainsi essentielle pour lutter contre ses interférences et détecter correctement l'information transmise.

Toutefois afin de représenter un total intérêt, un MUD se doit de pallier efficacement aux distorsions engendrées par le canal d'une telle application pour le moindre coût possible. Ce coût du détecteur est évidemment directement lié à sa complexité ainsi qu'à l'aptitude de sa structure à favoriser son implantation physique pour un maximum d'utilisateurs.

Les objectifs du présent projet de recherche, réalisés au laboratoire LSSI (Laboratoire de Signaux et Systèmes Intégrés) en collaboration avec la société de recherche Axiocom inc., concernent donc directement la conception d'une famille de MUD dans le contexte DS-CDMA dans un premier temps puis dans le contexte de transmission sans-fil MIMO, sans code d'étalement. Comme énoncé dans le chapitre I, il ressort 3 objectifs distincts à atteindre dans notre sujet de recherche :

- *1^{er} objectif*: concevoir une famille de MUD (chapitre III) pour la station de base d'un système DS-CDMA reposant sur l'utilisation astucieuse d'une méthode adaptative permettant d'obtenir un compromis entre performance de détection et complexité favorisant une implantation VLSI réaliste respectant les contraintes de la technologie pour un nombre maximum d'utilisateurs en transmission simultanée;
- *2^{ème} objectif*: appliquer cette famille de MUD proposée à certains procédés d'amélioration de performances, toujours dans le contexte DS-CDMA, tels que :
 - (i) la structure itérative multipass qui permet d'améliorer l'estimation des paramètres du canal à partir des estimés du MUD (chapitre IV) et (ii) l'emploi de plusieurs antennes de réception qui décuplent les performances de détection en offrant de la diversité spatiale (chapitre V) : contexte MIMO-DS-CDMA;

- 3^{ième} *objectif*: exporter la philosophie de la technique MUD proposée dans un contexte de simulation différent de celui du DS-CDMA : dans le contexte MIMO (chapitre V).

On remarque que les chapitres III, IV et V ont été dédiés à l'atteinte des 3 objectifs principaux de notre sujet de recherche. Le chapitre II quant à lui a permis de présenter les bases nécessaires à la compréhension et la description des méthodes présentées et analysées dans les chapitres suivants.

VI.1. CONTRIBUTIONS ALGORITHMIQUES

Les travaux décrits tout au long de cette thèse, ayant pour but l'atteinte des objectifs du sujet de recherche, ont conduit aux contributions majeures suivantes :

- Les constats issus du chapitre II sont à la base de la première contribution de ce sujet de recherche, soit la conception de la famille de MUD ADIC «*Adaptive Duplicated Filters and Interference Canceller*» pour la station base d'un système DS-CDMA. Cette famille de récepteur (chapitre III) est munie d'une phase adaptation et d'une phase détection dont la structure en étages multiples est de type annulation d'interférence (IC – *Interference Canceller*). Les particularités de sa phase d'adaptation repose sur : (i) l'utilisation d'un générateur de séquence de signaux reçus indépendants par usager; (ii) dans la détermination des coefficients d'un usager, l'utilisation uniquement de la contribution de cet usager et non pas de celle de tous les usagers comme dans le AL-MMSE. Ces deux particularités procurent : (i) une indépendance par rapport au flux de données, une liberté dans le choix des signaux d'adaptation et (ii) un nombre d'itérations de l'adaptation réduit

pour déterminer les coefficients minimisant les MAI et les ISI. Ces valeurs de filtres déterminés dans la phase adaptation sont dupliquées d'étage en étage dans la phase de détection. Les concepts généraux de cette famille de MUD sont à la base de nos articles de journaux [J1] et [J2], des articles de conférence [C1] à [C5] et du brevet [B1];

- La méthode ADIC, dont la phase d'adaptation est décrite plus précisément dans la section III.3.1 et qui retourne pour 5 étages de meilleures performances que celles du soft-MPIC et équivalentes à celles du DF-soft-MPIC pour 5 étages avec une complexité moindre, constitue l'une des contributions du sujet de recherches. Cette dernière a été publiée dans l'article de journal [J1], dans l'article de conférence [C4] qui s'est vu nommé au concours de meilleur article de la conférence, dans l'article [C2] dans lequel cette méthode est appliquée à une transmission de type satellitaire et enfin est décrite dans le brevet [B1];
- Toujours dans le cadre du 1^{er} objectif du sujet de recherche, la méthode ADIC-LC, dont l'approche adaptative a été présentée dans la section III.3.2, retourne, grâce à une adaptation focalisée sur l'annulation des interférences, des coefficients permettant lors de la phase détection de nettement mieux performer que les autres méthodes à chaque étage : avec seulement 3 étages ADIC-LC retourne les mêmes performances que le DF-soft-MPIC. Sa complexité par étage étant équivalente à celle de ADIC, son compromis entre performance et complexité s'avère très intéressant. Cette contribution d'intérêt de notre sujet de recherche fera prochainement l'objet d'une publication;

- Conçu pour répondre au 2^{ième} objectif de notre projet de recherche, la méthode multipass MADIC, décrite dans le chapitre IV, se montre particulièrement performante. On ne peut douter de l'impact de l'estimateur de canal sur les performances du MUD ADIC. Deux configurations de la méthode ont retenu notre attention : (i) la méthode MADIC-v3 qui présente un gain de 3dB par rapport à la méthode ADIC avec une complexité équivalente à cette dernière; (ii) la méthode MADIC-v2 qui malgré le fait d'être un peu plus de 2 fois plus complexe que ADIC présente par rapport à cette dernière un gain de 4.5dB pour 15 usagers. Ces deux méthodes basées sur la méthode ADIC minimise la fonction de coût de compromis mieux que les autres méthodes considérées pour un contexte DS-CDMA avec une antenne de réception. Cette méthode multipass MADIC qui possède également l'avantage de ne pas comprendre de décodeur FEC dans sa structure itérative et de baser son fonctionnement sur le corrélateur (estimateur de canal peu complexe) apparaît dans l'article de journal [J2] et dans l'article de conférence [C3].
- La structure proposée dans la section V.2 basée sur le récepteur ADIC et conçue pour tirer profit de la diversité spatiale offerte par le contexte MIMO DS-CDMA permet de constater l'apport en détection offert par plusieurs antennes : le simple ajout d'une antenne implique un gain généralisé de plusieurs dB par rapport à ADIC avec une antenne. Notons que la complexité est bien sûr proportionnelle au nombre d'antennes ajoutées. Cette architecture ADIC pour le système MIMO DS-CDMA apparaît dans l'article de conférence [C3] ainsi que dans le brevet [B1].

- Curieux d’observer le comportement de la méthode ADIC dans un contexte sans code d’étalement, conformément au 3^{ème} objectif du sujet de recherche, la méthode MIMO-ADIC a été conçue sur le principe du détecteur ADIC pour des données BPSK. Les avantages de cette méthode sont les suivants : (i) la phase d’adaptation est tout comme ADIC basée sur l’utilisation d’un générateur de séquence, ce qui permet de ne pas altérer le débit de transmission avec l’ajout d’une trame d’entraînement; (ii) la phase de détection utilise une structure hybride (un mix entre une structure parallèle et une structure successive) qui permet de profiter des données faciles à détecter pour améliorer la détection des données plus difficiles; (iii) contrairement aux méthodes de référence, l’inversion de matrice du canal de transmission est évitée. Les résultats de cette méthode restent convaincants pour un BER de 5% surtout dans le cas d’erreurs sur l’estimation des paramètres du canal : avec l’inversion de matrice les autres méthodes sont plus sensibles à ces erreurs que MIMO-ADIC. Enfin l’avantage de MIMO-ADIC réside particulièrement dans sa complexité de calcul : en plus d’être moins complexe que les autres méthodes conçues pour être de complexité réduite, la complexité de MIMO-ADIC augmente plus doucement que celles des autres récepteurs MIMO en fonction du nombre d’antennes du système. Ce récepteur MIMO-ADIC a été publié dans l’article de conférence [C1].

Nous venons d’exposer les contributions issues de la recherche réalisée pour atteindre les objectifs du sujet de recherche. Afin de répondre au 1^{er} objectif concernant la faisabilité d’une intégration, deux contributions en stratégie d’implantation VLSI ont été proposées

afin d'obtenir des résultats préliminaires sur les ressources matérielles tout en considérant les contraintes de temps de la technologie :

- Dans le chapitre III, la stratégie d'implantation VLSI proposée pour intégrer la méthode ADIC (ou la méthode ADIC-LC puisqu'étant très proche) dans un FPGA basée sur une structure pipeline et sur la réutilisation des ressources, compte 416 additionneurs 16 bits et 128 multiplieurs 16 bits pour détecter 16 usagers en respectant les contraintes de la technologie. Cette stratégie d'implantation a fait l'objet d'un article de conférence [C5] et est décrite dans l'article de journal [J1].
- De la même façon une stratégie d'implantation VLSI a été décrite dans le chapitre IV afin d'intégrer la méthode MADIC (avec 3 itérations multipass et 2 étages par itération). Il est ressorti 1168 additionneurs 16 bits et 232 multiplieurs 16 bits pour détecter 16 usagers. La stratégie d'intégration de MADIC apparaît dans l'article de journal [J2].

Comme nous pouvons le constater, la majorité des travaux présentés dans cette thèse, qui constituent nos contributions scientifiques, a pu être appuyée par des publications d'articles de journaux ou de conférences; mise à part la méthode ADIC-LC dont le principe reste conforme à la famille de MUD brevetée dans [B1].

VI.2. CONTRIBUTIONS MÉTHODOLOGIQUES

Étant donné l'approche algorithmique du sujet de recherche, la méthodologie de base suivies lors de ses travaux a consisté à : (i) déterminer les plateformes de simulation adéquates pour simuler nos méthodes dans les contextes DS-CDMA, MIMO DS-CDMA et MIMO sur Matlab; (ii) faire la conception de nos récepteurs sous forme de programme;

(iii) simuler les méthodes en présence de techniques de référence; (iv) évaluer ces méthodes à partir des résultats obtenus en terme de BER en fonction des paramètres de simulation (SNR, vitesse, ...).

Toutefois aux regards des travaux réalisés, une méthodologie plus générale apparaît clairement, étant directement liée aux objectifs du sujet. En effet tout le processus de ce projet de recherche s'est déroulé autour d'un unique but : la recherche de compromis entre performance et complexité. En aucun cas l'atteinte de performance ne s'est faite au détriment de la complexité. Cette méthodologie de recherche de compromis s'argumente par les choix faits lors de la conception de nos méthodes :

- Les choix principaux concernant la conception de la famille ADIC : (i) l'application d'une technique adaptative à la base de la conception de cette classe de MUD afin d'en tirer un compromis; (ii) la construction, grâce au générateur TSG [37], d'une séquence d'apprentissage favorisant l'atteinte de performances mais pour un relatif faible nombre d'itérations d'adaptation; (iii) le choix pour la phase détection d'une structure en étages multiples de type IC connue dans la littérature pour présenter un bon compromis entre capacité de détection et complexité;
- Le choix de la structure itérative multipass afin d'améliorer les performances de ADIC (une méthode avec un bon compromis en soi) qui se base sur le corrélateur (loin d'être performant et complexe) sans l'intervention de FEC;
- Le choix dans conception de la méthode MIMO ADIC, qui à la base évite l'inversion de matrice, de la structure HIC moins coûteuse que la méthode SIC et plus performante que la méthode PIC.

Cette méthodologie particulière de recherche de compromis apparaît également lors de l'évaluation de nos récepteurs :

- Le choix de nos méthodes de référence de bon compromis reflète notre objectif de recherche de compromis;
- Tous nos résultats de performance sont accompagnés d'une discussion ou d'une présentation de la complexité qui en découle;
- Enfin, afin de rendre l'appréciation du compromis plus visuel, nous avons développé la fonction de coût $J(K)$ qui caractérise les performances et la complexité d'une méthode et permet de tracer une courbe de compromis;

Enfin une méthodologie différente a été utilisée afin de concevoir les stratégies d'implantation des méthodes ADIC et MADIC tout en tenant compte des contraintes de temps de la technologie. Le processus utilisé est résumé comme suit :

- (i) Tout d'abord la méthode visée est divisée en tâches principales. Pour la méthode ADIC nous avons, par exemple, distingué les phases d'adaptation et de détection;
- (ii) À partir de ces tâches principales, nous avons pu établir une stratégie du processus d'exécution de ces dernières dans le temps. Il en résulte le diagramme de temps général de la méthode, donnant ainsi les temps d'exécution des tâches principales;
- (iii) Chacune des tâches principales est à son tour divisée en sous-tâches ou processeurs élémentaires (PE). Considérant la tâche principale à réaliser, on peut ainsi déterminer le nombre de PE, leur répétition et bien sûr faire une première conception de leur contenu en terme d'opérations de base : additions, multiplications, registres... On passe ici des équations à une architecture de circuits réalisant la même fonction;

- (iv) Une fois le temps des opérations de base déterminés, il est alors possible de connaître le temps d'exécution de tous les PE en fonction de leur ressource, puis le temps d'exécution de la structure pipeline (dépendante du PE le plus lent) et donc le temps obtenu pour exécuter les tâches principales.
- (v) Ces temps d'exécution sont comparés aux temps établis par la stratégie. Si ces temps ne cadre pas avec les temps imposés par la stratégie, on retourne à l'étape (iii) en jouant avec les ressources matérielles des PE puis on ré-évalue. Ce processus se poursuit jusqu'à l'atteint un compromis satisfaisant entre temps d'exécution et ressources matérielles requises.

VI.3. TRAVAUX ET PERCEPTIVES FUTURS

Comme évoqué précédemment, le présent sujet de recherche a initialement été proposé dans le contexte de la 3^{ième} génération de téléphones cellulaires basée sur le système d'accès multiple DS-CDMA. Dans ce contexte, avec la méthode ADIC et encore plus avec la méthode ADIC-LC, la famille de récepteur multi-usager proposée ici a permis d'offrir, grâce à son processus adaptatif, un bon compromis entre performance et complexité favorisant une implantation en temps réel pour un grand nombre d'utilisateurs en simultanée. En plus d'avoir affiché des résultats prometteurs basée sur une transmission utilisant de codes d'étalement (CDMA), cette famille de récepteur a su s'affranchir de ses codes et présentée d'excellentes propriétés de détection et de complexité dans le contexte MIMO; dans le cas de données de type BPSK pour le moment. Fort de ce constat, les perspectives de travaux futurs basés sur le principe de cette famille de récepteur s'en trouvent grandement ouvertes et favorables.

Concernant la famille ADIC toujours dans le contexte DS-CDMA, des travaux pourraient être réalisés pour : (i) déterminer d'autres approches adaptatives que celles proposées par les méthodes ADIC et ADIC-LC; (ii) proposer une structure répondant à une transmission multi-débit [30]; (iii) proposer une structure répondant efficacement à un canal de type «Vehicular B» (section II.3.2.3); (iv) appliquer d'autres méthodes adaptatives que le SM-NLMS, on peut penser à l'algorithme génétique [28] qui optimiserait les coefficients afin de réduire leur représentation binaire tout en conservant les mêmes performances, ou encore une méthode pouvant prendre en compte des non-linéarités induites par les amplificateurs requis dans une transmission satellitaire par exemple. Sans oublier que, pour faire directement suite aux travaux de cette thèse, il serait intéressant d'observer le comportement d'une méthode multipass basée cette fois sur la méthode ADIC-LC ou encore d'implanter sur FPGA les méthodes ADIC et MADIC dans une plateforme complète de réception multi-usager en se basant sur la stratégie d'intégration proposée ici.

Dans le contexte MIMO, des travaux futurs pourraient consister à : (i) étudier la méthode MIMO-ADIC pour une transmission de données autres que BPSK telles que QPSK ou QAM; (ii) appliquer la méthode ADIC-LC dans ce contexte MIMO sans code d'étalement; (iii) implanter le récepteur MIMO ADIC ou MIMO ADIC-LC en VLSI sur DSP, FGPA ou ASIC [41].

Le principe de la famille ADIC ayant été appliqué au contexte MIMO avec succès, il serait très intéressants d'exploiter son bon compromis dans les contextes des nouvelles générations de téléphonie mobile, basées par exemple sur des systèmes OFDM [98] à [104] ou encore MC-CDMA [93]-[97], qui emploie des MUD.

PUBLICATIONS

Voici la liste des publications et rapport techniques issus des travaux réalisés dans le cadre de ce sujet de recherche. Sont donc présentés : 2 articles de journaux avec comité de sélection, un publié et un soumis; 5 articles de conférence avec comité de sélection dont l'un s'est vu nommé pour le concours du meilleur article de la conférence ISCAS 2007; 1 brevet; ainsi qu'un 1 rapport technique [R1] (annexe B).

ARTICLES DE JOURNAUX PUBLIÉS ET SOUMIS :

- [J.1] F. Nougrou, D. Massicotte et M. Ahmed-Ouameur. "Adaptive duplicated Filters and Interference Canceller for DS-CDMA Systems," *Journal of Signal Processing*, Springer, DOI 10.1007/s11265-008-0234-2, 17 pages, Juillet 2008.
- [J.2] F. Nougrou, D. Massicotte et M. Ahmed-Ouameur, "Multipass Structure For Adaptive Duplicated Filters and Interference Canceller in WCDMA Systems", soumis à *IEEE Wireless Comm.*, 2010.

ARTICLES DE CONFÉRENCE PUBLIÉS :

- [C1] F. Nougrou et D. Massicotte, "A low complex MIMO receiver based on Adaptive Duplicated filters and Interference Canceller", *NEWCAS 2010*, Montréal, Canada, 4 pages, Juin 2010.
- [C2] F. Nougrou et D. Massicotte, "Adaptive Duplicated Filters and Interference Canceller in DS-CDMA Mobile Satellite Communication System", *SPACOMM 2009*, Colmar, France, 4 pages, 20-25 Juillet 2009.
- [C3] F. Nougrou, D. Massicotte, et M. Ahmed-Ouameur, "Multiple Antennas and Multipass structure for Adaptive Duplicated Filters and Interference Canceller in WCDMA Systems", *ICCSC 2008*, 4 pages, Mai 2008.

- [C4]¹ F. Nougrou, M. Ahmed-Ouameur et D. Massicotte, "Adaptive Duplicated Filters and Interference Canceller For DS-CDMA Systems: Part I – Algorithm", *IEEE-Int. Symp. Circ. Syst. (ISCAS'2007)*, pp. 3187 - 3190, Mai 2007.
- [C5] F. Nougrou, M. Ahmed-Ouameur et D. Massicotte, "Adaptive Duplicated Filters and Interference Canceller for DS-CDMA Systems: Part II – FPGA Implementation", ", *IEEE-Int. Symp. Circ. Syst. (ISCAS'2007)*, pp. 2762 - 2765, Mai 2007.

BREVET :

- [B1] D. Massicotte, M. Ahmed-Ouameur et F. Nougrou², "Method and System for Adaptive Duplicated Filters and Interference Cancellation", *International patent application (PCT)*, 2006; United States provisional patent application, 2005.

RAPPORT TECHNIQUE :

- [R1] F. Nougrou, M. Ahmed-Ouameur, et D. Massicotte, "Robust Adaptive MUD based on Set Membership NLMS Using Training Data," *rapport technique*, 4 pages, 2005

¹ Article nominé au concours du meilleur article de la conférence ISCAS 2007.

² Je suis placé comme 3^{ième} auteur pour des raisons stratégiques, mais le brevet est issu du travail présenté dans [J1].

BIBLIOGRAPHIE

- [1] T. Ojanpera, et R. Prasad, "An overview of Air Interface Multiple Access for IMT-2000/UMTS," *IEEE Communications Magazine*, pp. 82-95, Septembre 1998.
- [2] R. Prasad et T. Ojanpera, "An overview of CDMA Evolution Toward Wideband CDMA," *IEEE Comm. Surveys*, Vol.1, No.1, pp.2-29, 1998.
- [3] H. Holma et A. Toskala, *WCDMA for UMTS: radio access for third generation mobile Communications*, J. Wiley and Sons, 2001.
- [4] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications," *IEEE Comm. Magazine*, Vol. 34, No. 10, pp. 124-136, 1996.
- [5] J.G. Andrews, "Interference Cancellation for Cellular Systems: A Contemporary Overview," *IEEE Wireless Comm.*, pp.19-29, Avril 2005.
- [6] S. Verdú, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-32, no. 1, pp. 85-96, Janvier 1996.
- [7] S. Verdú, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, 1998.
- [8] B. Hagerman, F. Gunnarsson, H. Murai, M. Tadenuma et J. Karlsson "WCDMA Uplink Parallel Interference Cancellation – System Simulation and Prototype Field Trials" *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp.1725-1735, 2005.
- [9] M. Sawahashi et al., "Experiments on Pilot-Assisted Coherence Multistage Interference Canceller for DSCDMA Mobile Radio," *IEEE JSAC*, vol. 20, no. 2, pp. 433–49, Février 2002.
- [10] P. Renucci et B. Woerner, "Analysis of soft cancellation to minimize BER in DS-CDMA interference cancellation," *IEEE Int. Conf. Telecommunications (ICT 1998)*, Vol. 4, pp. 106-119, Juin 1998.
- [11] L. K. Rasmussen et I. J. Opperman, "Ping-Pong effects in linear parallel interference cancellation for CDMA," *IEEE Tran.s. on Wireless Communications*, Vol. 2, pp.357-363, 2003.

- [12] A.L.C. Hui et K.B. Letaief, "Successive Interference Cancellation for Multiuser Asynchronous DS/CDMA Detectors in Multipath Fading Links," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 46, No. 3, pp. 384-391, 1998.
- [13] S. H. Han, et J. H. Lee, "Group-wise Successive Interference Cancellation Receiver with Adaptive MMSE detection for Dual-rate DS-CDMA System," *IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol.1, pp. 514-518, Novembre 2002.
- [14] A. M. Sayeed, A. Sendonaris, et B. Aazhang, "Multiuser Detection in Fast-Fading Multipath Environments," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, VOL. 16, No. 9, pp. 1691-1701, Décembre 1998.
- [15] M. Buehrer, N. S. Correal-Mendoza, et B. D. Woerner, "A Simulation Comparison of Multiuser Receiver for Cellular CDMA," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 4, pp. 1065-1085, Juillet 2000.
- [16] S. H. Han, et J. H. Lee, "Multi-User Detection for Improving VoIP Capacity and Coverage in WCDMA Uplink," *IEEE Vehicular Technology Conference*, 5 pages, Avril 2009.
- [17] M. Buehrer et B. D. Woerner, "Analysis of Adaptive Multistage Interference Cancellation for CDMA Using an Improved Gaussian Approximation," *IEEE Transactions On Communications*, Vol. 44, No. 10, pp. 1308-1321 Octobre 1996.
- [18] S. L. Miller, "An Adaptive Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access Receiver for Multiuser Interference Rejection," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 43, No. 2, pp. 1746-1755, Février 1995.
- [19] S. L. Miller, "Training Analysis of Adaptive Interference Suppression for Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access Systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 44, No. 4, pp. 488-495, Avril 1996.
- [20] G. Xue, J. Weng, T. Le-Ngoc et S. Tahar, "Adaptive Multistage Parallel Interference Cancellation for CDMA," *IEEE J. Selected Areas Commun.*, Vol. 17, No. 10, pp. 1815-1827, Octobre 1999.
- [21] D. Massicotte et A.O. Dahmane. "Cascade Filters Receiver for DS-CDMA Communication Systems", WO04040789, 13 Mai 2004.
- [22] S. Gollamudi, S Nagaraj et Y Huang "Low complexity adaptive receiver for CDMA with Multipath fading," *IEEE Personal Wireless Communications*, pp. 52-56, Decembre 1997.

- [23] M. Latva-aho, et M. J. Juntti, "L-MMSE Detection for DS-CDMA Systems in Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 2, pp. 194-199, Février 2000.
- [24] G. Caire, "Two-Stage Nondata-Aided Adaptive Linear Receivers for DS/CDMA," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 48, No. 10, pp. 1712-1724, Octobre 2000.
- [25] A. O. Dahmane, *Méthode de Détection à Usagers Multiples pour des systèmes de Communication DS-CDMA*, thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université du Québec à Trois-Rivières, 223 pages, Octobre 2004.
- [26] Y. H. G. Liang, "Adaptive Multiuser Detection Based on Robust Particle Filter In CDMA System," *First International Workshop on Database Technology and Applications*, 4 pages, Avril 2009.
- [27] S. Klein, S. G. K. Kaleh, et P. W. Baier, "Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division Multiple Access Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 2, pp. 276-287, Mai 1996.
- [28] S. Abedi, et R. Tafazolli, "Genetically Modified Multiuser Detection for Code Division Multiple Access System," *IEEE Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 2, Février 2002.
- [29] Q.-T. Ho, D. Massicotte, et A.O. Dahmane. "FPGA Implementation of an MUD Based on Cascade Filters for WCDMA System," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing – Special Issue on Designs Methods for DSP Systems*, paper ID52919, pp.1-12, 2006.
- [30] Q.-T. Ho et D. Massicotte, "Hardware Implementation Issues of Cascade Filters MUD for Multirate WCDMA Systems," *IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation 2005*, No.4, pp. 204-208, Novembre 2005.
- [31] Q.-T. Ho, *Architectures VLSI des récepteurs à usagers Multiples pour la communication sans fil des Troisième Génération WCDMA*, thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université du Québec à Trois-Rivières, 191 pages, Juillet 2007.
- [32] G. Xu, S. Rajagopal, J. R. Cavallaro, et B. Aazhang, "VLSI Implementation of the Multistage Detector for Next Generation Wideband CDMA Receivers," *Journal of VLSI Signal Processing*, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [33] S. Rajagopal, S. Bhashyam, J. R. Cavallaro, et B. Aazhang, "Real-Time Algorithms and Architectures for Multiuser Channel Estimation and Detection in

- Wireless Base-Station Receivers,” *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, Vol. 1, No 3, pp. 468-479, Juillet 2002.
- [34] Y. Guo et J. R. Cavallaro “A Low Complexity and Low Power SoC Design Architecture for Adaptive MAI Suppression in CDMA,” *Journal of Signal Processing*, Springer, DOI 10.1007/s11265-006-8535-9, 23 pages, Juillet 2006.
 - [35] G. Xu et al., “VLSI Implementation of the Multistage Detector for Next Generation Wideband CDMA Receivers,” *J. VLSI Sig. Proc.*, Kluwer, vol. 30, pp. 21–33, 2002.
 - [36] N. Correal, R. Buehrer, et B. Woerner, “A DSP-based DS-CDMA Multiuser Receiver Employing Partial Parallel Interference Cancellation,” *IEEE JSAC*, vol. 17, no. 4, pp. 613–30, Avril 1999.
 - [37] D. Massicotte et A. O. Dahmane, *Mixed direct-indirect adaptation procedure applied to receiver filter*, US patent application US2006233289.
 - [38] A.A. de Lima et R.C. de Lamare, “Adaptive detection using widely linear processing with data reusing for DS-CDMA systems,” in *International Telecommunications Symposium*, pp. 187-192, 2006.
 - [40] R. Schober, W. H. Gerstacker, et L. H.-J. Lampe, “A widely linear LMS algorithm for MAI suppression for DS-CDMA,” in *Proceedings of the IEEE International Conference*, Vol. 4, pp. 2520-2525, 2003.
 - [41] S. Y. Kung, *VLSI array processors*, Prentice Hall, 1987.
 - [42] Xilinx, “Virtex-II Pro and Virtex-II Pro X Platform FPGAs: Complete Data Sheet,” v4.5, Octobre 2005.
 - [43] S. Haykin, *Adaptive Filter*, 3rd Edition, Prentice Hall, 1996.
 - [44] François Michaut. *Méthode adaptatives pour le signal*, Éditions Hermès, 1992.
 - [45] E. Eweda, “Transient performance degradation of LMS, RLS, Sign, Signed Regressor, and Sign-Sign algorithms with data correlation,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital signal Processing*, Vol. 46, No. 8 pp. 1055-1063, Août 1999.
 - [46] S. Gollamudi, S. Nagaraj, S.Kapoor, Y.F. Huang, “Set-membership filtering and a set-membership normalized LMS algorithm with an adaptive step size,” *IEEE Signal Proc. Letters*, Vol. 5, No.5, pp. 111-114, Mai 1998.
 - [47] P. P. Mavridis et G. V. Moustakides, “Simplified Newton-Type adaptive estimation Algorithms,” *IEEE Transactions on signal processing*, Vol.44, No. 8, pp. 1932-1940, Août 1996.

- [48] H. R. Abutalebi, H. Sheikhzadeh, R. L. Brennan, et G. H. Freeman. *Affine projection algorithm for oversampled subband adaptive filters*, rapport interne, Université de Waterloo, 4 pages, 2003.
- [49] F. Beaufays. *Transform-Domain Adaptive Filters: An Analytical Approach*, Rapport Interne Département du Génie Électrique, Université de Stanford, 19 pages, 1992.
- [50] M. A. Shamma. *Improving the speed and performance of Adaptive Equalizer via Transform based Adaptive Filtering*, rapport interne Analex Co, 7 pages, 2000.
- [51] S. G. Sankan. *On ways to improve adaptive filter performance*, thèse de doctorat, Faculté de l'institut polytechnique de Virginie, 128 pages, Décembre 1999.
- [52] S. G. Sankan, et A. A. (Louis) Beex. *Convergence analysis results for the class of affine projection algorithms*, rapport interne System Group – DSP Research Laboratory, 4 pages, 2000.
- [53] S. G. Sankan, et A. A. (Louis) Beex, "Convergence behaviour of Affine Projection Algorithms," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.48, No.4, pp.1086-1096, Avril 2000.
- [54] P. S. R. Diniz et S. Werner, "Set-Membership Binormalized Data-Reusing LMS Algorithms," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 51, No.1, pp.124-134, Janvier 2003.
- [55] J. A. Apolinario Jr, M. L. R. Campos, et P. S. R. Diniz, "Convergence Analysis of the Binormalized Data-Reusing LMS Algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 48, No.11, pp. 3235-3241, Novembre 2000.
- [56] M. Rupp. *On the learning behaviour of the DR-LS Algorithm*, Rapport interne Bell-Labs, Lucent Technologies, Wireless Research Lab., 6 pages, 1999.
- [57] S. Werner, *Reduced complexity adaptive filtering algorithms with applications to communications systems*, thèse de doctorat, Université de technologies de Helsinski, 186 pages, Novembre 2002.
- [58] S. Werner, M. L. R. de Campos, et P. S. R. Diniz, "Partial-Update NLMS algorithms with data-selective updating," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 52, No.4, pp.938-949, Avril 2004.
- [59] G. O. Glentis. *Pipelined Architecture for the TD-LMS adaptive filter*, rapport interne, Technological Education Institute of Crete, 4 pages, 1999.

- [60] S. Buzzi et H. V. Poor, "A Multipass approach to joint data and channel estimation in long-code CDMA Systems," *IEEE Transactions on Telecommunication*, Vol. 3, No. 2, pp.612-626, 2004.
- [61] S. Buzzi, "Multipass channel estimation and Joint Multiuser Detection and Equalization for MIMO long-code CDMA Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-13, 2006.
- [62] H. Li, S. M. Betz, et H. V. Poor, "Performance Analysis of Iterative Channel Multipath DS-CDMA Channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 55, No. 5, Mai 2007.
- [63] J. Wehinger et C. F. Mecklenbrauker, "Iterative CDMA Multiuser Receiver With Soft Decision-Directed Channel Estimation," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 54, No. 10, Octobre 2006.
- [64] S. Talakoub et B. Shahrrava, "Joint iterative Multiuser Detection and Channel Estimation for Differentially Coded Asynchronous CDMA Systems," *Texas Instruments TMS320 Educators Conference*, 10 pages, Août 1999
- [65] M. C. Reed, C. B. Schlegel, P. D. Alexander and J. A. Asenstorfer, "Iterative Multiuser Detection CDMA with FEC: Near-single-User Performance," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, No. 12, pp.1693-1699, 1998.
- [66] M. Ahmed-Ouameur et D. Massicotte, "Real-Time DSP and FPGA Implementation of Wiener LMS Based Multipath Channel Estimation in 3G CDMA Systems", accepté dans *Journal of VLSI Signal Processing Systems*, 2007.
- [67] Ling, "Coherent detection with reference symbol based channel estimation for direct sequence CDMA uplink communication", in *Proc. Vehicular Technology Conf.*, pp. 400-403, Mai 1993.
- [68] M. Ahmed-Ouameur et D. Massicotte, "Wiener LMS Based Multipath Channel Estimation in WCDMA and CDMA2000", *IEEE-Vehicular Technology Conf.* Fall, Montreal, Septembre 2006.
- [69] M. A. Ouameur, *Méthodes d'estimation de canal et de détection itérative pour les communications CDMA*, thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université du Québec à Trois-Rivières, 182 pages, Juillet 2006.
- [70] R. De Gaudenzi, T. Garde, F. Giannetti et M. Luise, "DS-CDMA Techniques for Mobile Personal Satellite Communication: An Overview," *IEEE 2nd Symp. on Com. and Veh. in the Benelux*, pp. 113-127, 2-3 Novembre 1994.
- [71] M. Neri, M. Casadei, A. Vanelli-Coralli et G. E. Corazza, "Multiuser Detection for S-UMTS and GMR-1 Mobile Systems," *IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 248-252, 2006.

- [72] C. Durand, F. Durnez et P. Séhier, "Multiuser detection for Multimedia LEO Satellite System," *IEEE ICUPC'98*, Vol.1, pp. 653-657, 5-9 Octobre 1998.
- [73] M. Ghotbi et M. R. Soleymani, "Multiuser Detection of DS-CDMA Signals Using Partial Parallel Interference Cancellation in Satellite Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, VOL. 22, No3, pp. 584-593, Avril 2004.
- [74] J. G. Andrews et T. H. Y. Meng, "Successuve Interference Cancellation in a low-earth orbit Satellite System," *International Journal of Satellite Communications and Networking*; 21: 65-77 (DOI:10.1002/sat.746) , 2003.
- [75] C. D'Amours et A. Mouzari, "Reduced Complexity Stage Detection Algorithms for Satellite Communications Systems Employing DS-CDMA," *IEEE CCECE 2003-CCGEI 2003*, pp. 1671-1674, Mai 2003.
- [76] A. K. Ambekar et H. D. Schotten, "Channel-dependent Adaptation scheme for spreading codes in DS-CDMA," *Wireless European Conference*, 4 pages, Avril 2010.
- [77] M. Aljerjawi et W. Hamouda, "Multiuser Detection in MIMO DS-CDMA Systems Over Slow-Fading Channels," *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 5 pages, Septembre 2006.
- [78] K. Takeuchi, T. Tanaka et T. Yano, "Asymptotic Analysis of General Multiuser Detectors in MIMO DS-CDMA," *IEEE Journal on selected Areas in Communications*, Vol. 26, No. 3, pp.486-496, Avril 2008.
- [79] Y. Lie-Liang, "Receiver Multiuser Diversity Aided Multi-Stage MMSE Multiuser Detection: A Low-Complexity Detector Fast-Converging to the Optimum," *IEEE Vehicular Technology Conference*, 5 pages, Mai 2010.
- [80] T. Yung-Ping, F. Wen-Hsein et Lé Hoang-Yang, "Alternating Multiuser detection with iterative soft interference cancellation for highly loaded dual-signaling MIMI CDMA systems," *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 5 pages, Septembre 2009.
- [81] N.J. Hoboken, *Space-time processing for MIMO communication*, John Wiley, 2005.
- [82] M. Jankiramn, *Space time-codes and MIMO Systems*. Artech House Universal Personal Communications Series, 2004.
- [83] V. Kühn. *Wireless Communications over MIMO Channels*, John Wiley & Sons, 2006.

- [84] P.W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden et R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An Architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proceedings of Int. Symposium on Signals, Systems and Electronics, ISSSE*, pp. 295-300, Septembre 1998.
- [85] M. Jiang et L.A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar and H. Bölcskei, "An Overview of MIMO Communications – A Key to Gigabit Wireless," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, pp. 198-218, Février 2004.
- [86] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar et H. Bölcskei, "An Overview of MIMO Communications – A Key to Gigabit Wireless," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, pp. 198-218, Février 2004.
- [87] W. C. Khan et G. E. Sobelman, "High speed look-Ahead LMS Detector for MIMO Systems," *IEEE Workshop on Signal Processing Systems*, pp.56-60, Octobre 2007.
- [88] J. Benesty, Y. Huang et J. Chen, "A Fast Recursive Algorithm for Optimum Sequential Signal Detection in a BLAST System," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.51, no.7, pp.1722-1730, 2003.
- [89] L. Szczeciński et D. Massicotte, "Low Complexity Adaptation of MIMO MMSE Receivers, Implementation Aspects," *IEEE Global Comm. Conf. Proc.*, St Louis, pp. 2327-2332, Novembre 2005.
- [90] T. H. Liu et Y. L. Yé Liu, "Modified Fast Recursive Algorithm Efficient MMSE-SIC Detection of V-BLAST System," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 10, pp. 3713-3717, Octobre 2008.
- [91] J. Chueh, Y Li et B. Vucetic, "Design Criteria Analysis of LMS Algorithms for Layered Space-Time MIMO systems," *IEEE communication Society Globecom 2004*, pp. 2557-2561, 2004.
- [92] M. N. Junita, M.S. Anuar, A. A. H. Azermi, A. Norsuhaida, S. Zarihan et M.N. Bukhairi, "A MIMO LMS Adaptive Equalization Approach in Simulated Radar Emission," *IEEE International RF and Microwave Conference Proceedings*, pp. 121-124, Septembre 2006.
- [93] N. Benvenuto et P. Bisaglia, "Parallel and Successive Interference Cancellation for MC-CDMA and their near-far Resistance," *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1045-1049, Octobre 2003.
- [94] K. Adachi et M. Nakagawa, "Iterative Interference Cancellation for Multi-Code PR/MC-CDMA," *IEEE Wireless Communication and Networking Conference*, 6 pages, Avril 2010.

- [95] M. Zubair et I.M. Qureshi, "Particle swarm optimization based MUD for overloaded MC-CDMA," *IEEE International Conference on Wireless Communication and Networking and Information Security*, 5 pages, Juin 2010.
- [96] M. Mehrkam et A. Z. Asli, "EM-based Multi-User Detection for STBC-MC-CDMA communication systems," *IEEE conference on Signal Processing and Communication Systems*, 6 pages, Septembre 2009.
- [97] A. To Jia Duel-Hallen, "Improved Channel allocation for Multicarrier CDMA with adaptive frequency hopping and Multiuser Detection," *IEEE Trans. On Communications*, pp. 3389-3396, Vol. 57, No. 11, Novembre 2009.
- [98] Young K. Kim et R. Prasad. *4G Roadmap and Emerging Communication*. Artech House Universal Personal Communications Series, 2006.
- [99] J. Shikida, S. Suyama, H. Suzuki et K. Fukawa, "Iterative Receiver Employing Multiuser Detection and Channel Estimation for MIMO-OFDM IDMA," *IEEE Vehicular Technology Conference*, 5 pages, Mai 2010.
- [100] M. Hefnawi, et A.I. Sulyman, "Investigation of multiuser detection schemes for Multiple Transmit/Multiple Receive antenna aided OFDM-SDMA systems," *IEEE Information Infrastructure Symposium*, 4 pages, Juin 2009.
- [101] L. Jiang et M. Hanzo, "Multiuser MIMO-OFDM for Next-Generation Wireless Systems," *Proceeding of the IEEE*, Vol. 95, No. 7, pp. 1430-1469, Juillet 2007.
- [102] L. Jiang et M. Hanzo, "LTE-advanced: next-generation wireless broadband technology," *IEEE Wireless Communication*, Vol. 17, No. 3, pp. 10-22, Juin 2010.
- [103] Q. Guo, X. Yuan et L. Ping, "Multi-user detection techniques for potential 3GPP long term evolution (LTE) schemes," *6th International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum, (MC-SS 2007)*, pp. 77-86, Mai 2007.
- [104] S. Budianto, "LTE-an Introduction," *Ericsson report*, 16 pages, Juin 2009.

ANNEXE A

RECENSEMENT DES MÉTHODES ADAPTATIVES D'INTÉRÊT

Le présent recensement a été réalisé au tout début du projet de doctorat. Avant de pouvoir appliquer une méthode adaptative à un MUD, il semblait évidemment logique de commencer par déterminer la méthode la plus intéressante pour notre objectif. C'est-à-dire performer correctement (soit être en mesure de minimiser l'erreur), mais surtout avec le moins d'itérations possible (pour réduire la complexité) et à partir d'une structure présentant de bonnes aptitudes pour une intégration. À l'issue de ce recensement, c'est la méthode SM-NLMS [46] qui a retenu notre attention, comme expliqué dans la thèse.

A.1. FILTRAGE ADAPTATIF ET MUD

Les filtres adaptatifs peuvent être appliqués dans la conception d'un détecteur multi-usager, MUD. Nous considérons, que bien mises en place, ces méthodes possèdent d'excellentes propriétés concernant un des points majeurs de la réalisation d'un MUD : l'atteinte d'une complexité permettant l'implantation en temps réel; notamment si on s'intéresse à la méthode d'adaptation de faible complexité LMS [43].

Dans [43], S. Haykin énumère clairement le but d'un filtre adaptatif : soit l'atteinte du meilleur compromis entre les différents facteurs de performance d'un filtre, que sont : la vitesse de convergence, la précision, la poursuite, la robustesse, la complexité de calcul, la structure et les propriétés pour implantation [43] et [44].

Désirant choisir une technique adaptive efficace pour atteindre nos objectifs, il nous a fallu réaliser une revue de littérature de ces méthodes. Notre effort s'est concentré sur les méthodes d'amélioration des propriétés du LMS, nous assurant ainsi une faible complexité de base.

A.2. REVUE DE LITTÉRATURE DE MÉTHODES DÉRIVÉES DU LMS

A.2.1. Méthodes d'amélioration des performances du LMS

La méthode LMS, malgré sa convergence lente, reste très populaire par sa simplicité de calcul, et sa bonne robustesse. Sa popularité en a fait une méthode très étudiée et dérivée afin de baisser sa complexité, d'améliorer sa convergence ou son implantation. Plusieurs variantes de la méthode LMS ont été proposées comme les algorithmes *Leakage*, *Sign Error*, *Sign Regressor* et *Sign-Sign* LMS [45] et [47]; méthode de diminution de la complexité pour des performances équivalent au LMS. La méthode NLMS (*Normalized*

LMS) a été mise au point pour rendre le LMS plus robuste aux amplifications du bruit quand le vecteur d'entrée est grand, ce qui l'a rendu populaire [43], [44] et [48]. La dépendance de la vitesse de convergence avec la forme de la matrice d'auto-corrélation des entrées a donné naissance aux méthodes TDLMS (*Transform-domain LMS*) [49] et [50]. Ces méthodes modifient cette matrice pour une meilleur convergence avec l'aide de transformées d'ondelettes discrètes, DWT (*Discrete wavelets Transform*), de cosinus discrète, DCT (*Discrete Cosine Transform*), de Fourier discrète, DFT (*Discrete Fourier Transform*), et de Hartley discrète, DHT (*Discrete Hartley Transform*) [50].

Les algorithmes de projection, notés APA (*Affine Projection Algorithm*), représentent une classe de méthodes d'amélioration pour la convergence du NLMS en cas de signaux d'entrées colorées [51] à [53]. Pour cela, ces techniques adaptent leurs poids sur la base de multiples vecteurs d'entrées retardées. Il en découle les méthodes APA à rang partiel, PRA (*Partial Rang Algorithm*), du bloc optimal généralisé, GOBA (*Generalized Optimal Block Algorithm*), et un NLMS avec facteurs de corrections orthogonaux, NLMS-OCF (*NLMS with Orthogonal Correction Factors*), [51] et [52]. Cette classe est proche de celles des méthodes de réutilisation de données, DR (*Data Reusing*), [54]-[56].

Également pour l'amélioration du NLMS, les techniques «Set-Membership», SM, reposent sur la définition d'un ensemble de *spécification* de l'erreur limite plutôt que sur l'*hypothèse* de l'erreur limite [46] et [57]. Le SM-NLMS [46] et [57] offre une convergence plus rapide et une meilleure robustesse que le NLMS. La faible convergence du SM-NLMS pour des entrées colorées est contrée par la SM-BNDR-LMS (*Set-Membership Binormalized Data-Reusing LMS*) [56]. La méthode SM-AP généralise l'idée de réutilisation de données du SM-BNDR-LMS pour plusieurs entrées [57]. Dans [58], le

SM-PU-NLMS, combine l'approche SM avec celle de l'adaptation partielle des poids, PU (*Partial Update*), intéressant pour un grand nombre de coefficients à adapter.

A.2.2. Méthodes en vue d'implantation

La technologie VLSI (*Very Large Scale Integration*) [41], soucieuse de l'intégration d'un algorithme, présente des techniques propres d'amélioration de performance comme : la méthode pipeline, qui consiste à diviser une tâche en un certain nombre de sous-tâches afin d'augmenter le débit du flux de données, et l'architecture systolique, qui permet d'éviter les goulots d'étranglement de données. L'application de ces techniques VLSI demande généralement des changements dans l'algorithme lui-même afin d'en améliorer le facteur de performance «structure» [43]. Par exemple l'article [59] propose l'implantation d'un TDLMS avec l'utilisation du pipeline. Il est en résulte pour se faire la méthode D-TDLMS (*Delayed TDLMS*), avec le même fonctionnement que le TDLMS mais dont le délai autorise le pipeline de la structure. Il en est de même pour la méthode DLMS (*Delayed-LMS*), permettant le synchronisme nécessaire pour pipeliner un LMS.

ANNEXE B

RAPPORT TECHNIQUE

Dans cette annexe est présenté le rapport interne sous forme d'article [R1]. En effet ce dernier a constitué notre première étude concernant l'application des méthodes adaptatives, et notamment la méthode SM-NLMS, dans un MUD comme succinctement décrit dans le chapitre II :

- [R1] F. Nougrou, M. Ahmed-Ouameur, et D. Massicotte, "Robust Adaptive MUD based on Set Membership NLMS Using Training Data," *rapport technique*, 4 pages, 2005.

ROBUST ADAPTIVE MUD BASED ON SET MEMBERSHIP NLMS USING SYNTHETIC TRAINING DATA

François Nougrou, and Daniel Massicotte and Messaoud Ahmed-Ouameur

Université du Québec à Trois-Rivières, Electrical and Computer Engineering Department

C.P. 500, Trois-Rivières, Québec, Canada, G9A 5H7, www.uqtr.ca/lssi

{francois.nougrou, daniel.massicotte, ahmed.ouameur}@uqtr.ca

Abstract— The multiuser detection (MUD) method is known as an important topic for code division multiple access (CDMA) in UMTS future development. Many adaptive MUD approaches based on minimum mean square error (MMSE) have been proposed in the last decade. However, the sensitivity to adaptive parameters of the MMSE algorithms and communications conditions such as signal to noise ratio influences significantly the performance. This paper analyses set membership normalized least mean square (SM-NLMS) adaptive technique for MMSE MUD based on synthetic training data in WCDMA systems context. We investigate the robustness performance and complexity of the proposed SM-NLMS MUD in different simulation conditions with the well known MUDs such as decision feedback soft multistage parallel interference cancellor (DF-MPIC). The proposed MUD offers a good performance-complexity tradeoffs owing to the set-membership mechanism and more suitable for implementation.

I. INTRODUCTION

IN WCDMA systems, the receiver at a base station (uplink) is I(MAI) as well as inter-symbol interferences (ISI) [4] and [7]. Conventional receiver, such as rake receiver, ignores MAI and considers them as additive white Gaussian noise (AWGN) while detecting the user of interest [5]-[7]. Accordingly, Rake receiver suffers substantially from performance degradation as the number of user increases. Therefore, many suggestions flew to provide efficient solution to overcome MAI and ISI through multiuser detection schemes [5]-[12]. The optimal MUD, namely the maximum likelihood sequence detector (MLSD), is prohibitively complex for real-time implementation [6]. Other suboptimum methods have been proposed. Owing to their reduced computational complexity, direct (adaptive) technique [10]-[12] will take the major part of this paper.

The aim of our work is to increase the robustness of the adaptive MUD algorithm viz. the adaptive properties (rate of convergence, misadjustment, robustness, complexity requirements) [1] and received data conditions (number of users, data rate, mobile speed, and signal to noise ratio (SNR)). We propose to use the set membership normalized least mean square (SM-NLMS) adaptive technique to design the studies adaptive MUD and to compare it with other reference MUD techniques. We studied via simulations the robustness performances and complexity of the proposed adaptive technique in the WCDMA context. As reference methods we consider Rake receiver, decision feedback soft multistage parallel interference cancellor (DF-MPIC) [5]-[7], and adaptive MUD based on LMS, normalized LMS (NLMS) and recursive least square (RLS) [1] to compare the studied SM-NLMS MUD.

The SM-NLMS algorithm has been considered in DS-CDMA context for multiuser detection [12], for channel estimation [13]

and in order to estimate the interference power [14]. Contrary to [12], ours set-membership study on multiuser detection is based on adaptive signature method with a training sequences generator taking into account more realistic constraints of DS-CDMA systems, for more transmission contexts and for a more real implementation approach.

We consider the use of synthetic training data because existing commercial DS-CDMA systems (WCDMA and cdma2000) do not give access to pre-known or training data—with the exception of pilot bits—in order to adjust the filter coefficients. It is important to note that, to assure the convergence, the filters need more than the already-available pilot bits to track channel variations as in fast fading context.

In this paper, Section 2 describes the uplink WCDMA signal model. Section 3 is devoted to the presentation of the MUD and the SM-NLMS technique. Performance and complexity analysis is provided in Section 4. Finally, Section 5 contains the conclusions.

II. WCDMA SIGNAL MODEL

Consider an uplink data transmission from K mobile unites to a base station. We consider one receiving antenna. The k th user's transmitted baseband signal, vehiculing the information sequence $b_k(n)$ with $k = 1, 2, \dots, K$ can be written as

$$x_k(t) = \sum_{n=1}^N A_k b_k(n) d_k(t - nT; n) \quad (1)$$

where N is the number of symbols, A_k the signal gain and $b_k(n)$ the n th symbol of duration T . $b_k(n)$ is assumed to belong to S such that $S = \{\pm 1\}$, for BPSK signals. $d_k(t, n)$ is the spreading (scrambling) sequence for the n th symbol given by

$$d_k(t, n) = \sum_{\ell=1}^{N_c} c_{k,\ell}(n) \psi(t - \ell T_c) \quad (2)$$

here $N_c = T/T_c$ determines the spreading factor (processing gain), $c_{k,\ell}(n)$ is the ℓ th element of the spreading sequence for the n th symbol where $c_{k,\ell}(n) \in \{(\pm 1 \pm j)/\sqrt{2}\}$. $\psi(t)$ is a unit energy pulse shaping filter, possibly a raised cosine filter. We define $h_k(t, n)$ to be the k th user's multipath channel corresponding to the n th symbol as

$$h_k(t, n) = \sum_{p=1}^{P_k} h_{k,p}(n) \delta(t - \tau_{k,p}) \quad (3)$$

where P_k is the number of paths, $h_{k,p}(n)$ the p th path's

complex amplitude (attenuation), $\tau_{k,p}$ the p th path's propagation

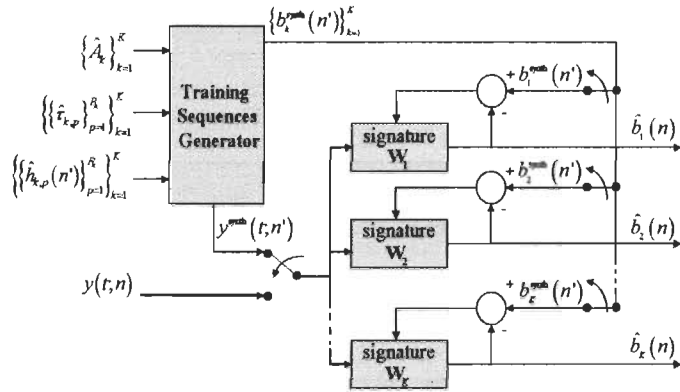


Fig. 1 Principle of MUD based on adaptive signature.

delay and $\delta(t)$ the Dirac impulse function. From (1) and (3) the total received signal, with the pilot-transmission signal, $\bar{r}_{k,p}(t - \tau_{k,p}; n)$, at the base station is

$$y(t; n) = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^{P_k} r_{k,p}(t - \tau_{k,p}; n) + \bar{r}_{k,p}(t - \tau_{k,p}; n) + \eta(t) \quad (4)$$

where $\eta(t)$ denotes the additive white Gaussian noise. The pilot-transmission undergoes the same multipath channel as the information traffic bearing signal $r_{k,p}(t - \tau_{k,p}; n)$ such that

$$\sum_{p=1}^{P_k} r_{k,p}(t - \tau_{k,p}; n) = A_k b_k(n) \Theta_k(t; n) \quad (5)$$

with $\Theta_k(t; n)$ is the effective code $h_k(t; n) \otimes d_k(t; n)$; \otimes being the temporal convolution.

III. MUD BASED ON ADAPTIVE SIGNATURE

Applying MUD methods based on adaptive signature [11], two phases are considered, detection and adaptation phase.

A. Detection phase

Regardless the adaptive technique, this adaptation phase consists to design the filter weight \mathbf{W}_k for $1 \leq k \leq K$, one filter per user (Fig. 1). Used during the detection phase, \mathbf{W}_k represents to some extent the inverse of effective codes, $\Theta_k(t; n)$ (5). Of interest is the fact that \mathbf{W}_k is aimed to be much shorter than $\Theta_k(t; n)$ which saves considerable computation complexity.

In the short-code WCDMA context, the traffic spreading sequence (chip-by-chip multiplied scrambling and OVFSF channelization codes) is 256 chips long [4]. Therefore we consider $N_{sc} = 256/N_c$ effective codes (assuming that the channel is constant during one pilot symbol duration). Hence, for each user k , \mathbf{W}_k consists of N_{sc} sub-filters, each aims to represent a short version of an inverse of the effective code. At first, we consider $N_{SF} = 2N_c$ to be the length of each sub-filter, which yields a total filter length of $N_w = N_{sc}N_{SF}$. So

$\mathbf{W}_k[n] = [\mathbf{w}_{k,1}^T[n], \mathbf{w}_{k,2}^T[n], \dots, \mathbf{w}_{k,N_{sc}}^T[n]]^T$ with $\mathbf{w}_{k,i}[n]$ a sub-filter, $1 \leq i \leq \text{mod}(n, N_{sc}) \leq N_{sc}$. With $\hat{b}_k(n)$ is the n th estimated symbol of the user k and $\hat{\tau} = \max(\hat{\tau}_{k,p})$ for all k and p , we describe the detection phase as $\hat{b}_k(n) = \mathbf{w}_{k,i}[n]^H \mathbf{y}[n]$ (6) with

$$\mathbf{y}[n] = \begin{bmatrix} y[((n-1)N_w + 1)T_c - \hat{\tau}, n] \\ y[((n-1)N_w + 2)T_c - \hat{\tau}, n] \\ \vdots \\ y[(nN_w)T_c - \hat{\tau}, n] \end{bmatrix} \quad (7)$$

B. Adaptation phase

As explained in Section I, before describing the weight adaptation process, we need to construct a training data : training sequences generator in Fig. 1. We may resort to synthesizing such training signals along with a received signal using the estimated channel response as follow. First randomly (or using a given distribution), we draw some training symbols $b_k^{\text{synth}}(n')$, per user k , from S as the original traffic symbols. Second, considering that the spreading waveform $d_k(t; n')$ is known to the receiver and using pre-estimated channel parameters, \hat{A}_k , $\hat{h}_{k,p}(n')$ and $\hat{\tau}_{k,p}$ (Fig. 1), we synthesize, like in (5), a received signal $y^{\text{synth}}(t; n')$ without pilot as

$$y^{\text{synth}}(t; n') = \sum_{n=1}^{N^{\text{synth}}} \sum_{k=1}^K \hat{A}_k b_k^{\text{synth}}(n') \hat{\Theta}_k(t; n'), \quad (8)$$

$$\hat{\Theta}_k(t; n') = \hat{h}_k(t; n') \otimes d_k(t; n'), \quad (9)$$

$$\hat{h}_k(t; n') = \sum_{p=1}^{P_k} \hat{h}_{k,p}(n') \delta(t - \hat{\tau}_{k,p}). \quad (10)$$

We have replace n by n' , with $n' = 1, 2, \dots, N^{\text{synth}}$, to point out the interest of synthetics sampling which have no constraint or dependence on the real time of transmitted data. Based on those synthetics sequences, the adaptation process can start.

In the present paper, weight adaptation is implemented using LMS, NLMS, RLS [1] and Set membership normalized LMS (SM-NLMS) algorithm which possesses a good performance-complexity trade-off [3]-[4]. Of importance is the incorporation of a self adapting mechanism for the step-size giving robustness to the adaptive properties and received data conditions. With $\mathbf{y}^{\text{synth}}[n']$ built like in (7), SM-NLMS adaptation is described by

$$e_{k,i}^{\text{synth}}(n') = b_k^{\text{synth}}(n') - \mathbf{w}_{k,i}[n']^H \mathbf{y}^{\text{synth}}[n'], \quad (11)$$

$$\mathbf{w}_{k,i}[n'+1] = \mathbf{w}_{k,i}[n'] + \mu_{k,i}(n') \frac{e_{k,i}^{\text{synth}}(n') \mathbf{y}^{\text{synth}}[n']}{\mathbf{y}^{\text{synth}}[n']^H \mathbf{y}^{\text{synth}}[n']}, \quad (12)$$

$$\mu_{k,i}(n') = \begin{cases} 1 - \lambda / |e_{k,i}^{\text{synth}}(n')|, & \text{if } |e_{k,i}^{\text{synth}}(n')| > \lambda \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

Like LMS type of algorithm, equation (11) computes the error term between the filter output and the desired symbol. Like NLMS, (12) describes the coefficient update process. However,

unlike LMS and NLMS the step size, $\mu_{k,i}(n')$ is dynamic conditional to a preset value of λ . Notice that (13) establishes a two facts: (i) the term $1 - \lambda / |e_{k,i}^{\text{synth}}(n')|$ is always less than 1 if $|e_{k,i}^{\text{synth}}(n')| > \lambda$ so that SM-NLMS is inherently stable, (ii) otherwise $\mu_{k,i}(n')$ is set equal to 0 which alleviate some computational burden.

IV. EVALUATION RESULTS AND DISCUSSIONS

A. Performance Results

For comparison, LMS, NLMS and RLS [1] adaptive techniques are included to implement MUD based on adaptive signature. In addition, Rake and DF-MPIC receiver [5]-[7] are also involved in a WCDMA system [4].

Unless otherwise stated, the number of pedestrian (3 km/h) users K is set to 10 and SNR to 10 dB, the data rate is 64 kb/s, i.e., $N_c = 16$. We consider vehicular A (VA) type of channels with 6 paths. For the adaptive based methods, the number of iteration is $N^{\text{synth}} = 15 \times 2560 / 16 = 15 \times 160$ bits per user. This number of iteration assures the asymptotic error convergence for all studied adaptive methods. Correlator channel estimation has been considered for all simulations.

First, as depicted in Fig. 2, all the methods have been optimized in the BER sense under the conditions stated above. Moreover, Fig. 2 shows that some methods are more sensitive to their respective parameter (refers to [1]: μ - LMS and NLMS, λ - RLS and SM-NLMS) change than other. MUDs based on LMS and NLMS affords a restricted range to optimally adjust their respective parameters. In contrast, RLS and SM-NLMS based MUDs seem to show a stable BER performance as a function of their appropriate adjustable parameters. This stability features present SM-NLMS method as a robust technique an attractive robust choice deserving more interest. For reference, the optimal parameters for LMS, NLMS and RLS (also called forgetting factor) are 0.004, 0.9 and 0.6, respectively. As for the SM-NLMS scheme, we set $\lambda = [0.9, 0.07, 0.0035]$ in the sequel.

To further investigate the MUDs performances, we vary some interesting factors such as SNR, number of users, and mobile speeds. In next figures, we kept the optimal parameters find in Fig. 2 for references adaptive methods.

From Fig. 3, LMS based MUD seems to provide acceptable performances only at 10dB, the condition at which it parameter is optimized. Both MUDs based on NLMS and SM-NLMS ($\lambda=0.07$ and $\lambda=0.0035$) register similar performances, the same result achieved by DF-MPIC at SNR greater than 8 dB. Using $\lambda=0.9$, SM-NLMS shows performances comparable to DF-MPIC.

BER performance is also affected by the number of users, K . As depicted in Fig. 4, LMS technique seems to not keep with MAI after 12 users. Furthermore, we recorded the good performances of RLS which are also achieved SM-NLMS ($\lambda=0.7, 0.0035$) and NLMS. With $\lambda=0.9$, SM-NLMS scheme keeps close to DF-MPIC. The SM-NLMS technique ($\lambda=0.7, 0.0035$) offers performances that are equivalent or better than DF-MPIC at the gain of even lower complexity.

These previous figures as done for pedestrian VA (3 km/h) channel, Fig. 5 shows the effect of mobile speed (3 to 200 km/h)

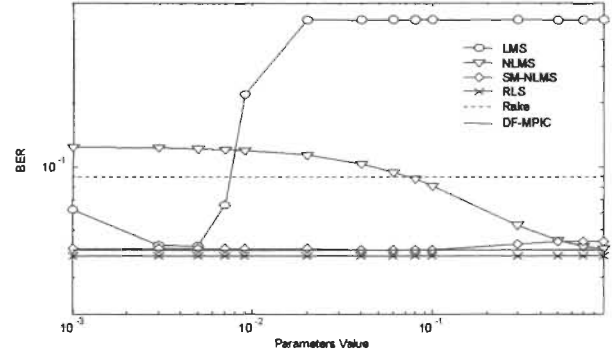


Fig. 2: BER versus adaptive parameters (ex μ -LMS and λ -NLMS, -RLS and SM-NLMS)

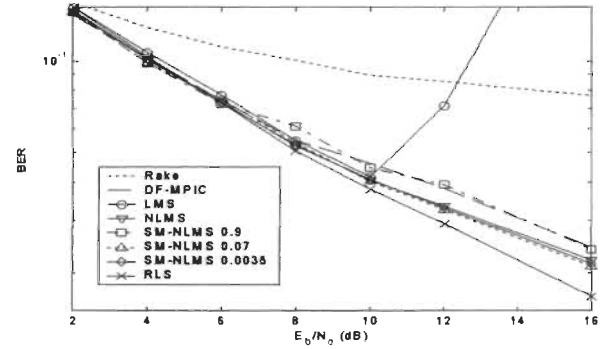


Fig. 3: BER versus SNR .

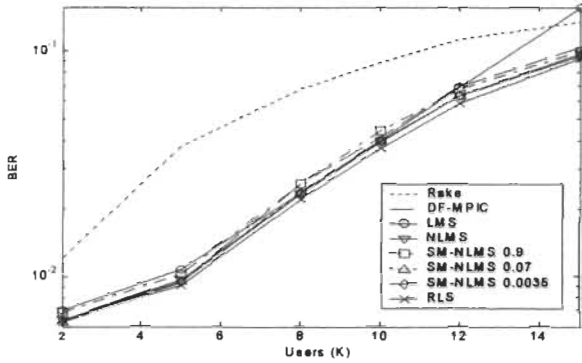
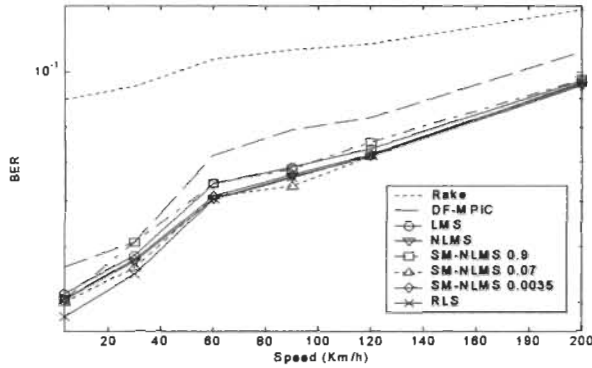
on the BER for MUD studies. We observe the degradation of DF-MPIC compared to others MUD methods.

B. Complexity Analysis

In order to ascertain the benefits of using SM-NLMS technique, instead of NLMS, Fig. 6 shows the number of iterations through which equation (12) is evaluated. For NLMS (12) is evaluated despite the conditions and the error values. However, in SM-NLMS, (13) sets a condition upon which (12) is evaluated. Equation (12) constitutes a substantial step considering the computation of $\mathbf{y}^{\text{synth}}[n]^H \mathbf{y}^{\text{synth}}[n']$ and one division operation. If skipped, a considerable complexity reduction is achieved.

As shown in Fig. 6, NLMS uses obviously 100% of the available iterations while SM-NLMS can afford complexity saving on the order varying from 30% to 60% for ($\lambda = 0.9$) for 2 to 15 users respectively. As the number of users increases, the complexity saving decreases, but, can be kept considerably acceptable ($\lambda = 0.07$). At $\lambda = 0.07$, SM-NLMS shows similar performance compared to NLMS (see Figs. 3 and 4).

To end up the discussion, it will be interesting to show that the tuning parameter of SM-NLMS can be used to considerably afford a complexity that vary between the low complexity LMS and the high complexity NLMS at the benefit of even non-degraded performance. In deed as far as (12) is not evaluated SM-NLMS can offer a substantial complexity saving, the extent of which depends of the condition $|e_{k,i}^{\text{synth}}(n')| > \lambda$ in (13). Fig. 7 shows the complexity of LMS, SM-NLMS Along with Figs. 3 and 4, it is apparent the flexibility offered by SM-NLMS over LMS and NLMS. In our simulations, the and NLMS in terms of

Fig. 4: BER versus K .Fig. 5: BER versus speed of the mobile stations for MUD for $K=10$.Table 1 Number of additions each slot for MUD studies ($\times 10^7$)

N_c	16		8		4	
Users (K)	10	16	4	8	2	4
MUD-LMS	1,31	2,10	0,81	1,63	0,70	1,39
MUD-NLMS	1,46	2,34	0,87	1,75	0,73	1,45
DF-MPIC	1,51	3,21	0,94	2,82	0,87	2,64

Table 2 Number of multiplications each slot for MUD studies ($\times 10^7$)

N_c	16		8		4	
Users (K)	10	16	4	8	2	4
MUD-LMS	0,39	0,63	0,16	0,32	0,08	0,16
MUD-NLMS	0,57	0,91	0,24	0,47	0,13	0,26
DF-MPIC	0,89	2,16	0,50	1,88	0,46	1,74

addition and multiplications. best performance-complexity trade-off is with $\lambda=0.07$.

Finally, as shown in Table 1 and 2 it is interesting to mention, for reference and completion, that the DF-MPIC presents an extra complexity of 2 to 5 times more than SM-NLMS method.

V. CONCLUSION

Based on synthetic training data, we studied the application of SM-NLMS technique to design adaptive MUD in the WCDMA context. The BER performance is not affected substantially as the parameter changes, which is not the case for most adaptive techniques (LMS). Moreover, unlike LMS and NLMS method, SM-NLMS intuitively set its parameter to a value on the order of the interference signal (error). Like DF-MPIC, the MUD based on SM-NLMS shows robustness against additive noise. Finally, we observed that SM-NLMS offers an excellent performance-complexity trade-off for implementation [11] for a based adaptive signature MUD.

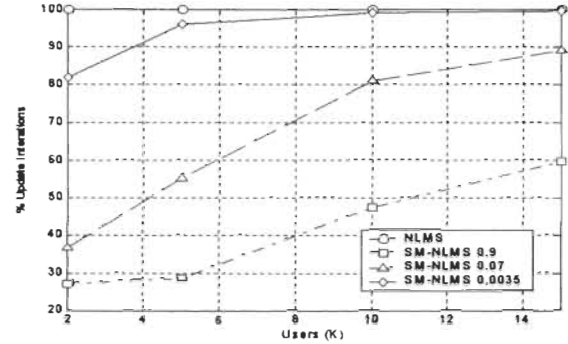
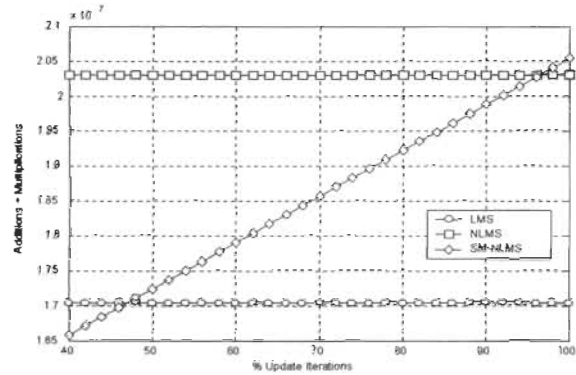
Fig. 6: Iteration's percentage to evaluate (13) in SM-NLMS and NLMS versus K .

Fig. 7: Number of additions and multiplication versus the percentage iterations in Fig. 6.

REFERENCES

- [1] Simon Haykin. *Adaptive Filter*, third Edition, Prentice Hall, 1996.
- [2] S. Gollamudi, S. Nagaraj, S. Kapoor, and Y. F. Huang. "Set-membership filtering and a set-membership normalized LMS algorithm with an adaptive step size", *IEEE Signal Proc. Letters*, Vol.5, No.5, pp. 111-114, May 1998.
- [3] S. Werner. *Reduced complexity adaptive filtering algorithms with applications to communications systems*, Ph.D. Thesis, Helsinki of Technology Signal processing Laboratory, Nov. 2002.
- [4] R. Prasad and T. Ojanpera, "An overview of CDMA Evolution Toward Wideband CDMA", *IEEE Commun. Surveys*, Vol.1, No.1, pp.2-29, 1998.
- [5] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 34, No. 10, pp. 124-136, 1996.
- [6] S. Verdú, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 32, no. 1, pp. 85-96, Jan 1986.
- [7] J.G. Andrews, "Interference Cancellation for Cellular Systems: A Contemporary Overview", *IEEE Wireless Commun.*, pp. 19-29, April 2005.
- [8] Y. Guo and J. R. Cavallaro "A low complexity and lower Power SoC Design Architecture for Adaptive MAI Suppression in CDMA systems," *Journal of VLSI Signal Processing* 44, 2006, pp. 195-217.
- [9] G. Xue, J.Weng, T. L. Ngoc, and S. Thar, "Adaptive Multistage Parallel Interference Cancellation for CDMA," *IEEE J. Sel. Areas. Commun.*, vol. 17, pp. 1815-1827, Oct. 1999.
- [10] G. Caire, "Two-Stage Nondata-Aided Adaptive Linear Receivers for DS-CDMA", *IEEE Tran. on Comm.*, vol.48, no.10, 2000, pp.1712-1724.
- [11] Q.-T. Ho, D. Massicotte, A.O. Dahmane, "A Low Complexity Adaptive Multiuser Detector and FPGA Implementation for Wireless DS-WCDMA Communication Systems", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing - Designs Methods for DSP Systems*, 2006.
- [12] S. Nagaraj, S. Gollamudi, and Y. Huang "A Fast Converging Adaptive Multiuser Detection Scheme with Reduced Complexity for CDMA Systems," *Asilomar Conference*, vol. 1, pp. 649-653, Oct. 1999.
- [13] S. Gollamudi, S. Nagaraj and Y. Huang "Low complexity adaptive receiver for CDMA with Multipath fading," *IEEE Personal Wireless Communications*, pp. 52-56, Dec. 1997.
- [14] R. C. de Lamare, and P. S. R. Diniz "Set-membership adaptive algorithms based on time-varying error bounds for DS-CDMA systems," *ISCAS*, vol. 46, pp. 2372-2385, 2006.